

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID



PROYECTO DE FIN DE CARRERA

**APLICACIÓN DE LÍNEAS DE
TRANSMISIÓN METAMATERIALES
E-CRLH A LA REALIZACIÓN DE
COMBINADORES TETRA-BANDA**

Autor: Francisco Javier Vázquez Solís
Tutor: Daniel Segovia Vargas

Abril 2011

AGRADECIMIENTOS

A Dani, mi tutor, por esperarme, por su buen humor y sobre todo por la ayuda recibida en la realización de este trabajo.

A Rafa, mi hermano, por ser durante mi infancia el espejo en el que mirarme y seguramente una de las razones por las que terminé estudiando una ingeniería.

A mis padres, por su infinita paciencia, por la educación y los estudios que me han proporcionado; en general por todo lo que me han dado en esta vida sin pedir nada a cambio. Espero que la alegría que les va a dar que termine mis estudios les compense aunque sea sólo un poco todo lo que han hecho por mí.

A Diana, mi novia, por estar siempre ahí a mi lado, por motivarme para conseguir terminar este proyecto y por hacer todas esas cosas que por falta de tiempo no pude ayudarle a hacer. Con la entrega de este proyecto paso una página muy importante en mi vida; confío en que sea el comienzo del mejor capítulo de este libro que entre los dos escribimos cada día.

A Zeus, mi perro, por ayudarme con su mera compañía sin él saberlo.

Al Corni, al Ivancio y al Sergi, mis compañeros, aunque más de universidad que de clase. Sois muy grandes.

A todos mis amigos, en especial a los Bataneros, simplemente por ser mis amigos, que ya es bastante.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 2: TEORÍA SOBRE METAMATERIALES	3
ESTUDIO SOBRE LOS SRRs Y SU APLICACIÓN EN LA CONSTRUCCIÓN DE METAMATERIALES	4
EC-SRRs FRENTE A BC-SRRs	6
SRRs, CSRRs Y SUS CIRCUITOS EQUIVALENTES	14
Aplicación del Principio de Babinet al diseño de metasuperficies	14
Análisis comparativo del SRR y del CSRR	19
Topologías derivadas	19
Validación experimental	22
ESTUDIO SOBRE EL CRLH Y SU APLICACIÓN EN LA CONSTRUCCIÓN DE METAMATERIALES	25
INTRODUCCIÓN AL CRLH	25
MEDIO CRLH HOMOGÉNEO	25
LÍNEA CRLH MEDIANTE RED LC	30
ESTUDIO DE LA FASE DE LAS LTs CRLH LC	32
Línea LH y línea RH	32
Línea CRLH	33
LT CRLH $\lambda/4$ DE BANDA DUAL	34
Diseño arbitrario de banda dual	34
Implementación	35
APLICACIÓN PRÁCTICA DE LAS LTs CRLH LC	36
ESTUDIO SOBRE EL D-CRLH Y SU APLICACIÓN EN LA CONSTRUCCIÓN DE METAMATERIALES	38
MEDIO D-CRLH HOMOGÉNEO	39
LÍNEA D-CRLH MEDIANTE RED LC	40
Análisis de dispersión, impedancia y filtrado	42
Implementación y demostración experimental de una LT D-CRLH	43
ESTUDIO SOBRE EL E-CRLH	45
MEDIO E-CRLH HOMOGÉNEO	45
LÍNEA E-CRLH MEDIANTE RED LC	49
LÍNEA DE TRANSMISIÓN Y STUBS $\lambda/4$ DE BANDA CUÁDRUPLE	51
APÉNDICES	52
APÉNDICE I: CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA TOTAL L DE UN SRR	52
APÉNDICE II: CALCULO VARIACIONAL DE LA CAPACITANCIA PARA EL CSRR (C_c)	53

CAPÍTULO 3: LÍNEAS CRLH MEDIANTE ACOPLO DE CSRRs..... 54

IMPLEMENTACIÓN DE LÍNEA CRLH MEDIANTE μ STRIP Y CSRRs ACOPLADOS.....	55
LÍNEA DE TRANSMISIÓN PLANAR CON SRRS ACOPLADOS.....	56
LÍNEA DE TRANSMISIÓN PLANAR CON CSRRs ACOPLADOS.....	58
VALIDACIÓN DE LOS MODELOS Y DISCUSIÓN.....	61
DISEÑO DE LÍNEAS CRLH CON CST.....	63
CIRCUITO 1: LÍNEA μ STRIP CON IDC.....	63
CIRCUITO 2: LÍNEA μ STRIP CON IDC.....	64
CIRCUITO 3: LÍNEA CRLH μ STRIP DE 1 CELDA.....	66
CIRCUITO 4: LÍNEA CRLH μ STRIP DE 3 CELDAS.....	68
CIRCUITO 5: LÍNEA CRLH μ STRIP DE 2 CELDAS.....	70
CIRCUITO 6: LÍNEA CRLH μ STRIP DE 4 CELDAS.....	72
CIRCUITO 7: LÍNEA CRLH μ STRIP DE 5 CELDAS.....	75
ANÁLISIS DE LAS SIMULACIONES EN AWR.....	78
PROCESO DE FABRICACIÓN Y MEDIDA.....	80
CORRECCIÓN DE LAS MEDIDAS.....	80
CONECTORES SMA.....	83
DIMENSIONES DE LOS CIRCUITOS FABRICADOS.....	84
COMPARACIÓN DE LAS SIMULACIONES CON LAS MEDIDAS.....	92
Circuito 1:.....	92
Circuito 2:.....	95
Circuito 3:.....	98
Circuito 4:.....	100
Circuito 5:.....	103
Circuito 6:.....	106
Circuito 7:.....	108
CONCLUSIONES.....	112

CAPÍTULO 4: ACOPLADOR *RAT RACE* TETRABANDA E-CRLH..... 113

IMPLEMENTACIÓN DE LÍNEA E-CRLH MEDIANTE μ STRIP Y ELEMENTOS CONCENTRADOS. <i>RAT RACE</i> TETRABANDA.....	114
OPTIMIZACIÓN MEDIANTE INTERVALOS AUTOADAPTATIVOS Y ECUALIZACIÓN AUTOMÁTICA DE COSTES.....	121
PRIMERA APROXIMACIÓN AL CIRCUITO REAL: UNIÓN ENTRE CELDAS Y TRANSICIÓN ENTRE PUERTOS Y RAMAS DEL <i>RAT RACE</i>	126
SEGUNDA APROXIMACIÓN AL CIRCUITO REAL: USO DE CIRCUITO μ STRIP Y ELEMENTOS CONCENTRADOS.....	131
TERCERA APROXIMACIÓN AL CIRCUITO REAL: MODELO DE CONDENSADOR CON PARÁSITOS.....	132
CUARTA APROXIMACIÓN AL CIRCUITO REAL: USO DE COMPONENTES SMD SOBRE LÍNEA μ STRIP....	134
PROCESO DE OPTIMIZACIÓN DEL CIRCUITO.....	136

ESTUDIO DE LA SENSIBILIDAD DEL CIRCUITO A LAS TOLERANCIAS DE LOS PARÁMETROS	139
MODELOS CIRCUITALES PARA EL ESTUDIO DE LA SENSIBILIDAD	140
EFECTO DE LA CAPACIDAD DE LOS CONDENSADORES	142
EFECTO DEL TAMAÑO DE LOS CONDENSADORES.....	144
Longitud	144
Anchura.....	146
EFECTO DE LA POSICIÓN DE LOS CONDENSADORES.....	146
Longitudinal	146
Transversal.....	147
EFECTO DE LOS PARÁMETROS DEL SUSTRATO	149
Permitividad.....	149
Espesor	150
EFECTO DE LA VARIACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LAS VÍAS A TIERRA	151
Longitudinal	152
Transversal.....	153
Diámetro	153
EFECTO CONJUNTO DE LA VARIACIÓN DE TODOS LOS PARÁMETROS	154
PROCESO DE FABRICACIÓN DEL CIRCUITO	157
RESULTADO FINAL.....	160
MEDIDA DEL CIRCUITO Y ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS	161
INTERPRETACIÓN DE LAS MEDIDAS	162
Uso como híbrido a 180°.....	162
Análisis de las medidas en la 1ª banda:	164
Análisis de las medidas en la 2ª banda:	164
Análisis de las medidas en la 3ª banda:	165
Análisis de las medidas en la 4ª banda:	166
Análisis de las medidas optimizadas en la 1ª banda:.....	168
Análisis de las medidas optimizadas en la 2ª banda:.....	169
Análisis de las medidas optimizadas en la 3ª banda:.....	170
Análisis de las medidas optimizadas en la 4ª banda:.....	171
Uso como híbrido a 0°	173
CONCLUSIONES	176
CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES.....	177
CAPÍTULO 6: PRESUPUESTO	180
REFERENCIAS	

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

Capítulo 1: Introducción

Los metamateriales en los últimos tiempos han supuesto una revolución en cuanto al tratamiento de ondas electromagnéticas en cualquiera de sus aplicaciones básicas. Sus propiedades no existentes en la naturaleza son de gran interés en aplicaciones de onda radiada, refractada y guiada, siendo esta última en la que se fundamenta el presente estudio.

En el capítulo 2 se desarrollará toda la base teórica del presente estudio. Se parte de los medios LH generados mediante acoplo de SRRs y CSRRs para luego pasar por el CRLH, el D-CRLH y finalmente el E-CRLH y sus teóricas cuatro frecuencias de trabajo.

En el capítulo 3 se abordará el diseño e implementación práctica de líneas CRLH formadas exclusivamente por tecnología μ strip, en un intento por simplificar el proceso de fabricación de las implementadas mediante elementos concentrados. Todo el desarrollo de los circuitos se realizará mediante técnicas de simulación electromagnética empleando el software CST.

En el capítulo 4 se abordará el diseño e implementación práctica de un acoplador híbrido *Rat Race* E-CRLH de cuádruple banda mediante tecnología μ strip y elementos concentrados SMD. El desarrollo del circuito se realizará empleando el software AWR Microwave Office.

En el capítulo 5 se presentarán las conclusiones finales del proyecto.

En el capítulo 6 se incluirá el presupuesto de la realización del proyecto.

CAPÍTULO 2:

TEORÍA SOBRE

METAMATERIALES

ESTUDIO SOBRE LOS SRRs Y SU APLICACIÓN EN LA CONSTRUCCIÓN DE METAMATERIALES

En los últimos años, ha habido un interés creciente en el diseño de estructuras artificiales de 1, 2 y 3 dimensiones (también llamadas metamateriales) con propiedades electromagnéticas generalmente no encontradas en la naturaleza. Entre ellas, se ha prestado especial atención a los medios doblemente negativos. Estas son estructuras periódicas artificiales compuestas de elementos constituyentes que hacen que la estructura se comporte como un medio efectivo con valores negativos de permitividad y permeabilidad a las frecuencias de interés.

El concepto de LHM¹ fue teorizado por primera vez por el físico Ruso Veselago [2]^[1967]. En este documento, Veselago especuló con la posible existencia de LHM y anticipó sus propiedades electromagnéticas únicas como inversión de la Ley de Snell, la inversión del efecto Doppler y la retropropagación basada en el efecto Vavilov-Cerenkov². Veselago mostró que debido a los valores negativos simultáneos de ϵ y μ , el vector de onda \mathbf{k} y los vectores \mathbf{E} y \mathbf{H} forman un triplete “a izquierdas” o LH, con el resultado de velocidades de fase y grupo antiparalelas. Consecuentemente, mientras que la energía sigue alejándose de la fuente, para satisfacer la causalidad, en un LHM los frentes de onda viajan hacia la fuente, un fenómeno que se asocia con un índice de refracción negativo.

A pesar de todas estas interesantes propiedades, no fue hasta el año 2000 cuando se demostró la primera evidencia experimental de LHM [14]^[2000]. Siguiendo este documento, aparecieron otras estructuras artificialmente fabricadas con carácter LH [15][20][21][27]^[2001-02] consiguiendo la demostración experimental de refracción negativa [16][29][30]^[2001-03] y la retropropagación de ondas [22]. El medio original propuesto en [14] consistía en una combinación de hilos de metal y SRRs³ [13] dispuestos de forma alternativa. Sin embargo, los SRRs actualmente son estructuras planas, y los hilos pueden ser fácilmente sustituidos por tiras metálicas [15]. De hecho, en tecnología CPW⁴, algunos autores recientemente han hablado sobre filtros banda-eliminada [34] y paso-banda [35] miniaturizados. En estas implementaciones, los SRRs son grabados en la parte trasera del sustrato, por debajo de las ranuras, para conseguir un alto acoplo magnético entre la línea y los anillos a la frecuencia de resonancia. La presencia de anillos conduce a un valor negativo de permeabilidad en una banda estrecha por encima de la resonancia, donde la propagación de la señal es inhibida, actuando como filtro banda-eliminada. Por simple adición de tiras metálicas en paralelo entre la tira central y los planos de masa los autores han demostrado como las características pasan a ser paso-banda [31][35]. Este efecto ha sido interpretado como debido a la coexistencia de permitividad y permeabilidad negativas [31].

Hasta la fecha, la mayoría del análisis electromagnético de NMPM⁵ y LHM ha implicado simulaciones electromagnéticas de onda completa [14][17][18]^[2000-02]. Sin embargo, en el momento que estos medios son descritos adecuadamente mediante

¹ *Left-Handed Material* - Material “a izquierdas”.

² Radiación producida por una partícula de movimiento rápido cuando viaja a través de un medio.

³ *Split-Ring Resonators* – Resonadores de anillo fracturado.

⁴ *Coplanar Waveguide* - Guía de ondas coplanar.

⁵ *Negative Magnetic Permeability Materials* - Materiales con permeabilidad magnética negativa.

aproximación infinitesimal o de medio continuo, las dimensiones de su celda unidad deberían ser una pequeña fracción de la longitud de onda en espacio libre⁶ para cumplir con el criterio de homogeneidad. Esto sugiere y permite el uso de un tratamiento alternativo comenzando por el análisis de las polarizabilidades de los constituyentes elementales de los metamateriales, seguido de un apropiado procedimiento de homogenización [12]^[1999]. Esta aproximación de campo local ha sido aplicada satisfactoriamente en el pasado para el análisis de dieléctricos artificiales [4]^[1991], diamagnéticos artificiales [7][8]^[1994] y medios bianisótropos artificiales [5]^[1992].

Una aproximación de campo local para el análisis de LHM y NMPM implica un modelo para el comportamiento de las partículas constituyentes en un campo incidente casiuniforme. En [19]^[2002] algunos de los autores presentaron una primera aproximación a dichos análisis para los SRR, que hicieron posible detectar efectos de polarización cruzada en la partícula EC-SRR⁷ (ver Fig. 2.1.(a)) propuesta por Pendry [13]^[1999]. Con el objetivo de evitar dicha bianisotropía, en [19]^[2002] se propuso una partícula SRR modificada. Cuando los anillos son acoplados por el ancho, se denominan BC-SRR⁸ (ver Fig. 2.1.(b)). La viabilidad de esta nueva partícula para el diseño de un LHM bidimensional isótropo se muestra numérica y experimentalmente en [20]^[2002].

La característica fundamental de estas partículas, y gracias a la cual se pueden implementar medios efectivos, es el hecho de que sus dimensiones son mucho menores que la longitud de onda a la frecuencia de resonancia. Este carácter sub-lambda de los resonadores proporciona una poderosa herramienta para la miniaturización de circuitos pasivos de microondas.

En tecnología *μstrip*, SRRs grabados en la parte superior del sustrato, en proximidad con la tira conductora (EC-SRR), generan efectos similares [41]. Se pueden construir medios con permeabilidad negativa de banda ancha en tecnología *μstrip* grabando periódicamente ranuras en serie en la tira conductora, sin embargo, la implementación de una permitividad efectiva negativa asociada requiere el uso de inductancias en paralelo, que están asociadas a vías metálicas a tierra [23][24][25][27][28][32].

Sería de gran interés poder introducir una permitividad efectiva negativa en dispositivos *μstrip* empleando dispositivos duales a los SRRs. En un documento relativamente reciente [37]^[2004], se demostró por varios autores que grabando la imagen negativa de SRRs en el plano de masa de una línea *μstrip* por debajo de la tira conductora, aparecía una banda estrecha eliminada aproximadamente a la frecuencia de resonancia de un SRR convencional de dimensiones idénticas grabado en el mismo sustrato. Las características banda-eliminada obtenidas en la estructura citada se interpretaron debidas a una permitividad efectiva negativa introducida por estos nuevos elementos, acoplados eléctricamente a la línea de transmisión anfitriona. Por razones que se explicarán más adelante, estos nuevos elementos han sido denominados CSRRs⁹. Más recientemente, se ha mostrado que, grabando periódicamente ranuras a lo largo de la ya mencionada línea *μstrip* cargada con CSRRs, la banda eliminada pasa a ser una banda de paso [36][38]. Este efecto ha sido interpretado como debido a un comportamiento LH de la línea.

⁶ De otro modo las ondas incidentes podrían ser difractadas más que refractadas por el metamaterial.

⁷ *Edge Coupled SRR* – SRR acoplado por el borde.

⁸ *Broadside Coupled SRR* – SRR acoplado por el ancho.

⁹ *Complementary Split-Ring Resonators* – SRRs Complementarios.

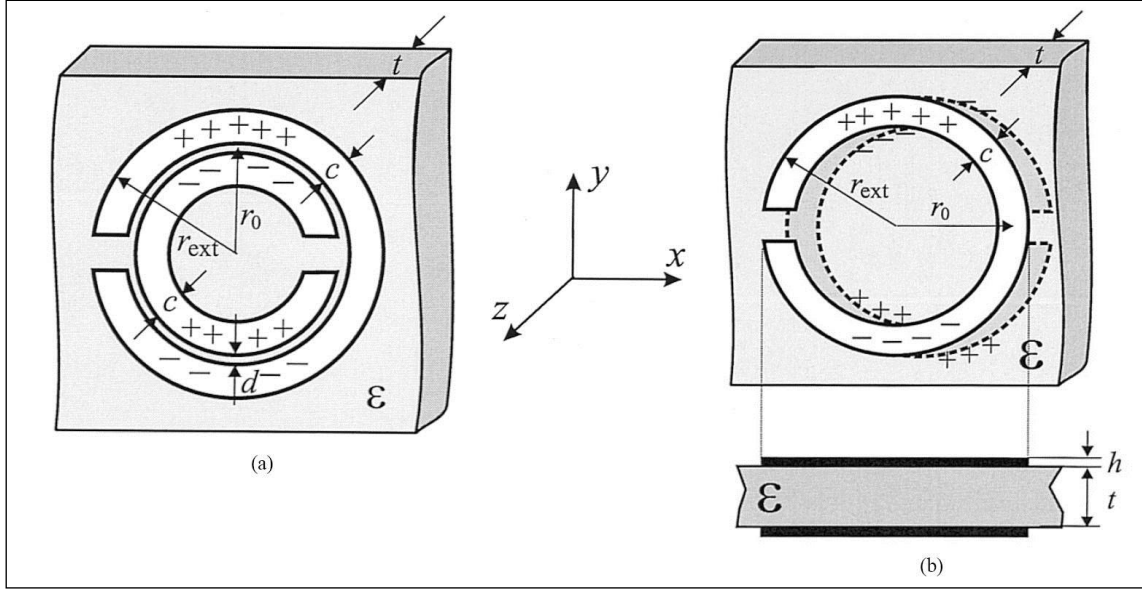


Fig. 2.1. Dos tipos de SRR. (a) SRR acoplado por el borde (EC-SRR) (b) SRR acoplado por el ancho (BC-SRR).

Como conclusión, mediante un apropiado acoplo de SRRs y/o CSRRs a una línea de transmisión plana anfitriona (CPW o μ strip), se pueden obtener estructuras planas con parámetros constitutivos efectivos negativos. Añadiendo tiras en paralelo y/o ranuras capacitivas, se consigue comportamiento LH. Estas estructuras son totalmente planares y pueden ser fácilmente fabricadas utilizando técnicas de fotograbado estándar.

Esta técnica está basada en los modelos de circuitos con elementos concentrados, capaces de describir los elementos y su acoplo a las líneas anfitrionas, así como en las fórmulas analíticas para determinar los parámetros principales del circuito. Como una consecuencia de esta aproximación analítica, los modelos de circuito propuestos pueden ser programados y ejecutados directamente en un PC con una carga computacional baja. Por lo tanto, la aproximación propuesta puede proporcionar cálculos útiles sobre el comportamiento físico de las estructuras analizadas.

EC-SRRs FRENTE A BC-SRRs

Se estudiarán los modelos de las polarizabilidades de dos tipos de SRRs [33]. Las partículas EC-SRR y BC-SRR que van a ser analizadas se muestran en la Fig. 2.1. En ambos casos dos anillos fracturados similares son acoplados debido a una fuerte capacitancia distribuida en la región entre los anillos¹⁰. Cuando un campo magnético armónico externo (o local) de frecuencia angular ω es aplicado a lo largo del eje z de dichas estructuras, una fuerza electromotriz inducida aparecerá alrededor de los SRRs.

Teniendo en cuenta que el tamaño eléctrico de los SRR puede ser considerado pequeño, se espera un comportamiento cuasiestático. Con este modelo cuasiestático en mente, no es difícil ver como las líneas de corriente inducidas pasarán de un anillo al otro a través de las rendijas capacitivas entre ellos en forma de corrientes de desplazamiento¹¹. Por lo tanto, la intensidad de corriente total fluyendo en ambos anillos permanece constante

¹⁰ Las ranuras son significativamente más anchas que la distancia entre los anillos, d y t , respectivamente.

¹¹ Las líneas de corriente trazarán trayectorias circulares.

para cualquier corte transversal de la estructura, independientemente de la coordenada polar del corte. El dispositivo entero entonces se comporta como un circuito LC conducido por una fuerza electromotriz externa. La capacitancia total del circuito LC será la capacitancia en serie de las dos mitades¹² de los SRR, y la frecuencia de resonancia ω_0 viene dada por la siguiente fórmula,

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{\pi r_0 L C_{pul}}} \quad (2.1)$$

donde C_{pul} es la capacitancia entre los anillos por unidad de longitud (p.u.l.), L es la inductancia total del SRR, y r_0 es el radio medio del SRR considerado. El resultado anterior para la frecuencia de resonancia (2.1) se confirma con un análisis electromagnético detallado en [19] que también proporciona las polarizabilidades como una función de L , C_{pul} y otros parámetros geométricos y constitutivos del EC-SRR. Este análisis puede ser extendido al BC-SRR simplemente ignorando los efectos de polarización cruzada que estaban presentes en la partícula EC-SRR [19]. Las ecuaciones resultantes pueden resumirse de la siguiente forma:

- Para la EC-SRR:

$$m_z = \alpha_{zz}^{mm} B_z^{ext} - j\alpha_{yz}^{em} E_y^{ext} \quad (2.2)$$

$$p_y = (\alpha_{yy}^{ee} + \alpha_{yy}'^{ee}) E_y^{ext} + j\alpha_{yz}^{em} B_z^{ext} \quad (2.3)$$

$$p_x = \alpha_{xx}^{ee} E_x^{ext} \quad (2.4)$$

- Para la BC-SRR:

$$m_z = \alpha_{zz}^{mm} B_z^{ext} \quad (2.5)$$

$$p_y = \alpha_{yy}^{ee} E_y^{ext} \quad (2.6)$$

$$p_x = \alpha_{xx}^{ee} E_x^{ext} \quad (2.7)$$

donde m y p son los dipolos magnético y eléctrico inducidos, B^{ext} y E^{ext} son los campos externos y α las polarizabilidades, que se ha encontrado que son [19]

$$\alpha_{zz}^{mm} = \alpha_0 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)^{-1}, \quad \alpha_0 = \frac{\pi^2 r_0^4}{L} \quad (2.8)$$

$$\alpha_{xx}^{ee} = \alpha_{yy}^{ee} = \epsilon_0 \frac{16}{3} r_{ext}^2 \quad (2.9)$$

$$\alpha_{yz}^{em} = 2\omega_0 \pi r_0^2 d_{eff} C_{0,pul} \frac{\omega}{\omega_0} \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)^{-1} \quad (2.10)$$

$$\alpha_{yy}'^{ee} = 4\omega_0^2 r_0^2 d_{eff}^2 C_{0,pul}^2 L \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)^{-1} \quad (2.11)$$

con $d_{eff} = c + d$ y siendo $C_{0,pul}$ la capacitancia por unidad de longitud entre los anillos sin el dieléctrico. En las ecuaciones (2.2)-(2.11) los subíndices se refieren a las

¹² Con respecto a la línea que contiene las rendijas de los anillos.

componentes cartesianas y los superíndices a si la interacción entre la partícula y el campo externo es magnético/magnético (mm), eléctrico/eléctrico (ee) o eléctrico/magnético (em). Las pérdidas óhmicas pueden ser incorporadas de forma aproximada al modelo a través de una resistencia efectiva de los anillos, R , que puede ser introducida como la parte imaginaria de la inductancia total L , obteniendo la inductancia compleja,

$$\hat{L} = L + \frac{R}{j\omega} \quad (2.12)$$

que sustituye a L en las expresiones anteriores para las polarizabilidades. El cálculo de las polarizabilidades utilizando las expresiones anteriores requiere la evaluación de L , C_{pul} y $C_{0,pul}$. Asumiendo que la curvatura del anillo tiene un efecto despreciable, podemos encontrar en la literatura una gran cantidad de métodos para calcular la capacitancia p.u.l. entre los anillos de ambas estructuras, EC-SRR y BC-SRR. Para los actuales propósitos se ha encontrado que las expresiones cerradas dadas en [3, Tablas 2.6 y 2.7] dan suficiente precisión. Estas tablas proporcionan fórmulas de diseño para la constante de fase β y la impedancia Z de una línea de transmisión $\mu strip$ y un par de tiras metálicas acopladas en un sustrato dieléctrico, respectivamente. La capacitancia p.u.l., C_{pul} , de dichas estructuras se obtienen de la bien conocida expresión $C_{pul} = \beta/(\omega Z)$ [3]. Una vez obtenidos, la capacitancia p.u.l. del par de tiras acopladas directamente da la C_{pul} del EC-SRR.

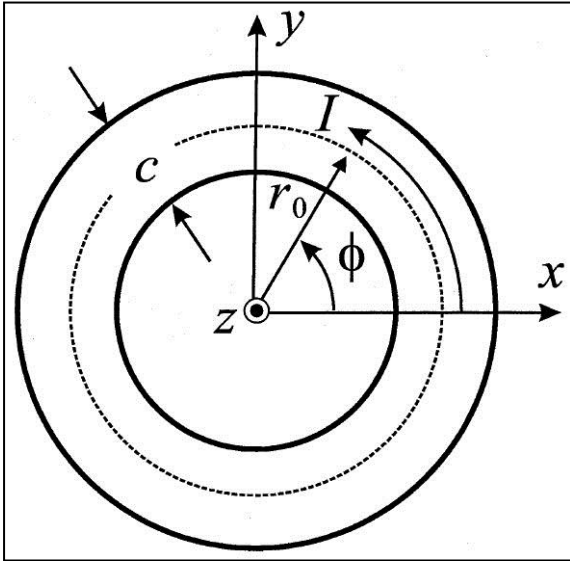


Fig. 2.2. Modelo equivalente de anillo simple para el cálculo de L en ambos tipos de SRR. En ambos casos c es la anchura de los anillos originales y r_0 el radio medio de la estructura completa.

Para el BC-SRR se puede observar que la capacitancia p.u.l. de un par de tiras metálicas acopladas separadas por un dieléctrico de grosor $t/2$ (ver Fig. 2.1 (b)) es la mitad de la capacitancia p.u.l. de una línea de transmisión $\mu strip$ construida con el mismo dieléctrico y grosor, que puede ser obtenida de las fórmulas en [3, Tabla 2.6]. El método de cálculo propuesto es rápido y, como ya dijimos antes, da suficiente precisión dentro del modelo utilizado. Sin embargo, se pueden obtener mejores resultados utilizando métodos más específicos que tengan en cuenta los efectos de la curvatura¹³. De todos modos, esta mejora solo tendría sentido en otros aspectos del modelo, como el cálculo de la inductancia del anillo.

El cálculo de la inductancia total L de los SRRs no es tan directo, aunque mediante una apropiada aproximación se puede conseguir una simplificación importante manteniendo una precisión razonable. De acuerdo con la anterior asunción sobre el comportamiento de las líneas de corriente a lo largo de los SRRs, se puede asumir que la inductancia total de ambos SRRs puede ser aproximada por la inductancia de un anillo simple equivalente cuyo radio medio sea el radio medio del SRR considerado y cuya anchura

¹³ Ver [6] para una discusión más profunda en este tópico.

sea igual a la de cada anillo original (ver Fig. 2.2). La inductancia puede ser calculada haciendo uso de la expresión variacional $L = 2U_M / I^2$ donde U_M es la energía magnetostática de la intensidad de corriente total I soportada por el anillo. Resolviendo el potencial magnetostático en el dominio de Fourier-Bessel, y tras algunas manipulaciones algebraicas, finalmente se obtiene que (ver más adelante en el apéndice I)

$$L = \frac{\mu_0 \pi^2}{I^2} \int_0^\infty [\tilde{I}(k)]^2 k^2 dk \quad (2.13)$$

donde $\tilde{I}(k)$ es la transformada de Fourier-Bessel de la función corriente del anillo, $I(r)$, definida por

$$I(r) = \int_r^\infty J_{s,\phi}(r') dr' \quad (2.14)$$

siendo $J_{s,\phi}$ la densidad superficial de corriente azimutal en el anillo. En la práctica, se asume un valor constante de $J_{s,\phi}$ en el anillo, que es

$$J_{s,\phi} = \begin{cases} I/c & \text{para } r_0 - \frac{c}{2} < r < r_0 + \frac{c}{2} \\ 0 & \text{en otro caso.} \end{cases} \quad (2.15)$$

Esta aproximación, teniendo en cuenta el carácter variacional de (2.13), da una buena aproximación para L . En este caso, la transformada de Fourier-Bessel, $\tilde{I}(k)$, se obtiene analíticamente en términos de las funciones de Struve y Bessel (ver más adelante en el apéndice I) y la integración en (2.13) se hace de forma numérica. Una mejor aproximación se puede obtener si se hubiera hecho una descripción más precisa de $J_{s,\phi}$. De todas formas, esta mejora numérica no iba a mejorar sustancialmente la calidad de la aproximación dado que ya hay otras aproximaciones involucradas en la teoría.

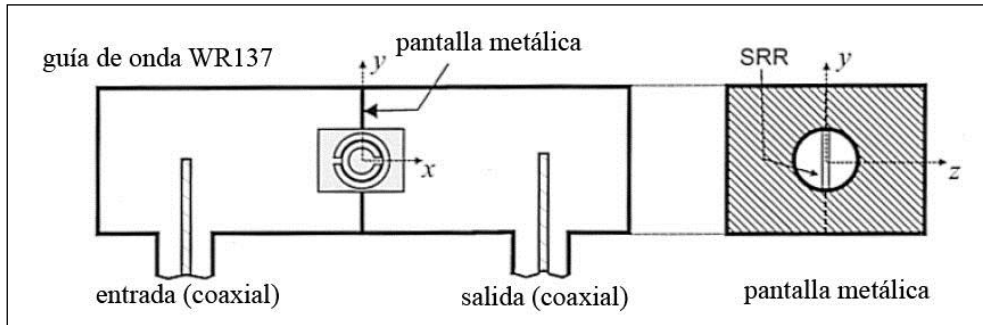


Fig. 2.3. Esquema del montaje experimental para la medida de las polarizabilidades magnéticas de SRRs. El SRR se coloca en el interior de una apertura circular hecha en una pantalla metálica colocada en la guía de ondas rectangular. Para los experimentos comentados el diámetro de la apertura fue $R = 6$ mm.

Finalmente, como se mencionó antes, las pérdidas óhmicas se introducen en el modelo gracias a la resistencia efectiva, R , del SRR. Esta resistencia efectiva se obtiene utilizando el modelo de anillo equivalente para la distribución de corriente en el SRR. Si se asume una $J_{s,\phi}$ constante en el anillo de la Fig. 2.2, la resistencia puede ser aproximada mediante

$$R = \begin{cases} \frac{2\pi r_0}{ch\sigma}, & \text{si } \frac{h}{2} < \delta \\ \frac{\pi r_0}{c\delta\sigma}, & \text{en otro caso.} \end{cases} \quad (2.16)$$

donde δ es el espesor de piel, y h y σ son el grosor y la conductividad de la metalización, respectivamente.

A las frecuencias de interés para diseño de metamateriales¹⁴, el efecto dominante tanto en la partícula EC-SRR como en la BC-SRR resulta ser la polarizabilidad magnética representada por el parámetro α_{zz}^{mm} . Esta polarizabilidad permite generar un fuerte comportamiento diamagnético cerca y por encima de la resonancia [19][13], mientras juega un papel esencial en el diseño de NMPM y LHM. Otro efecto relevante en la EC-SRR es la polarización cruzada, que desemboca en un comportamiento bianisótropo de los NMPM y LHM diseñados utilizando dicha partícula. Mientras que la evidencia experimental de este efecto ya ha sido discutida [19], esta sección enfocará específicamente la determinación de la polarizabilidad magnética de las partículas EC-SRR y BC-SRR¹⁵. De acuerdo con (2.8), los parámetros principales a determinar son la frecuencia de resonancia, ω_0 , y el factor de no resonancia α_0 .

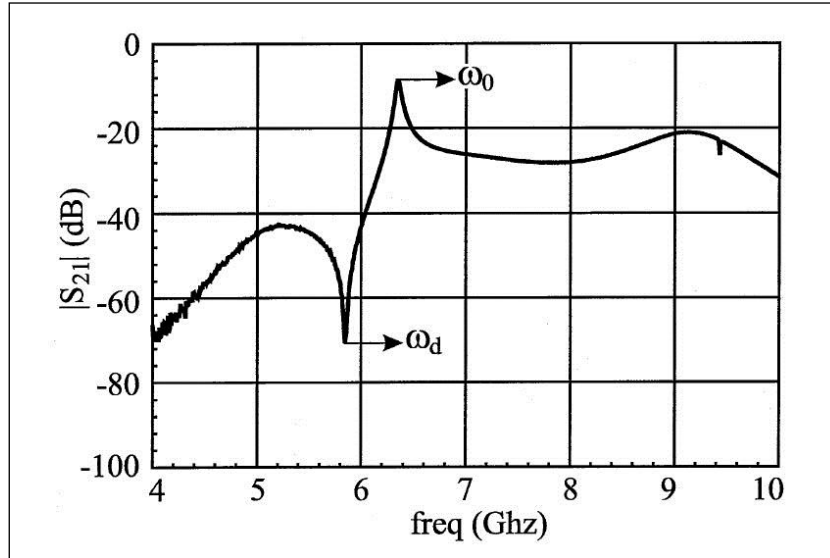


Fig. 2.4. Una gráfica típica de $|S_{21}|$ medido utilizando el montaje experimental de la Fig. 2.3. En este experimento en particular se utilizó una partícula EC-SRR. Las dimensiones de la partícula son $r_{ext} = 2.6$ mm, $c = 0.6$ mm, $d = 0.2$ mm. Sustrato de grosor $t = 0.49$ mm y permitividad $\epsilon_r = 2.43$, con metalizaciones hechas en cobre con grosor $h = 35$ μ m y conductividad $\sigma = 6 \cdot 10^7$ S/m.

Una manera fácil de determinar la frecuencia de resonancia consiste en colocar al resonador en una guía de onda hueca en un lugar donde el campo electromagnético pueda excitarlo y medimos el nulo en el coeficiente de transmisión [26]. De hecho, este método solo proporciona la frecuencia de resonancia de un array infinito de partículas repetidas periódicamente, la cual está desplazada sobre la frecuencia de resonancia de una única partícula. De todos modos, si las dimensiones de la sección transversal de la

¹⁴ Por ejemplo, cerca de la primera resonancia.

¹⁵ Esta última no exhibe acoplo magnetoeléctrico.

guía de ondas es mucho más grande que la de la SRR, este desplazamiento no es demasiado importante [26]. Esta técnica, sin embargo, no proporciona ninguna información sobre α_0 . Para obtener una medida de α_0 , el montaje fue modificado en [33] como se muestra en la Fig. 2.3.

Para la entrada y la salida se emplearon dos transiciones comerciales de coaxial a guía rectangular. Cuando se mide $|S_{21}|$ en esa estructura, se obtienen las gráficas típicas mostradas en la Fig. 2.4. El pico corresponde a la frecuencia de resonancia (2.1), para la cual el dipolo magnético de la partícula es máximo. El nulo en $|S_{21}|$ puede ser explicado utilizando la teoría de Bethe de difracción a través de pequeñas aperturas [1][9]. Siguiendo esta teoría, la apertura sin el SRR radiará hacia la salida como el dipolo magnético equivalente

$$m_{eq} = -\frac{4R^3}{3\mu_0} B_0 \quad (2.17)$$

donde R es el radio de la apertura y B_0 es el campo magnético en el interior de la guía si la apertura no estuviese presente. Mientras que el SRR es paramagnético por debajo de la resonancia (ver (2.8)), debe haber una cierta frecuencia $\omega_d < \omega_0$ a la cual el dipolo inducido en el SRR cancela el dipolo equivalente de la apertura sin el SRR (2.17). A esta frecuencia, la radiación desde la apertura cargada con el SRR hacia la salida se verá sustancialmente reducida, y por ello aparece el nulo en la gráfica de $|S_{21}|$. Utilizando las magnitudes de los dipolos magnéticos en (2.2), (2.5) y (2.17), α_0 en (2.8) puede ser determinado. Debería notarse que la densidad de flujo magnético externo en el centro de la apertura es la mitad de la densidad de flujo magnético externo que habría en la guía de ondas si la apertura no estuviese presente [9]. Tomando este hecho en cuenta, el resultado final para α_0 viene dado por

$$\alpha_0 = \frac{8R^3}{3\mu_0} \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_d^2} - 1 \right) \quad (2.18)$$

proporcionando un método para obtener el valor experimental de α_0 a partir de la medida de la frecuencia de resonancia ω_0 y la frecuencia del nulo ω_d .

Finalmente debería mencionarse que una medida precisa de ω_0 y ω_d utilizando el procedimiento explicado en [33] requiere que el diámetro de la apertura sea escogido de forma que la frecuencia de resonancia no se vea sustancialmente afectada por el acoplo entre la apertura y el SRR. Las medidas de la frecuencia de resonancia, realizadas colocando el SRR en la guía de ondas sin la pantalla metálica, mostraron que ambas medidas presentaban un error del 1% para el diámetro de apertura escogido (6 mm) y para el tamaño de las partículas consideradas en el experimento que se comenta a continuación.

Para verificar la precisión del modelo propuesto teóricamente, en [33] un conjunto de EC- y BC-SRRs se imprimieron en un sustrato metalizado comercial con una constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.43$, grosor $t = 0.49$ mm y metalizaciones de cobre con grosor $h = 35$ μ m y conductividad $\sigma = 6 \cdot 10^7$ S/m.

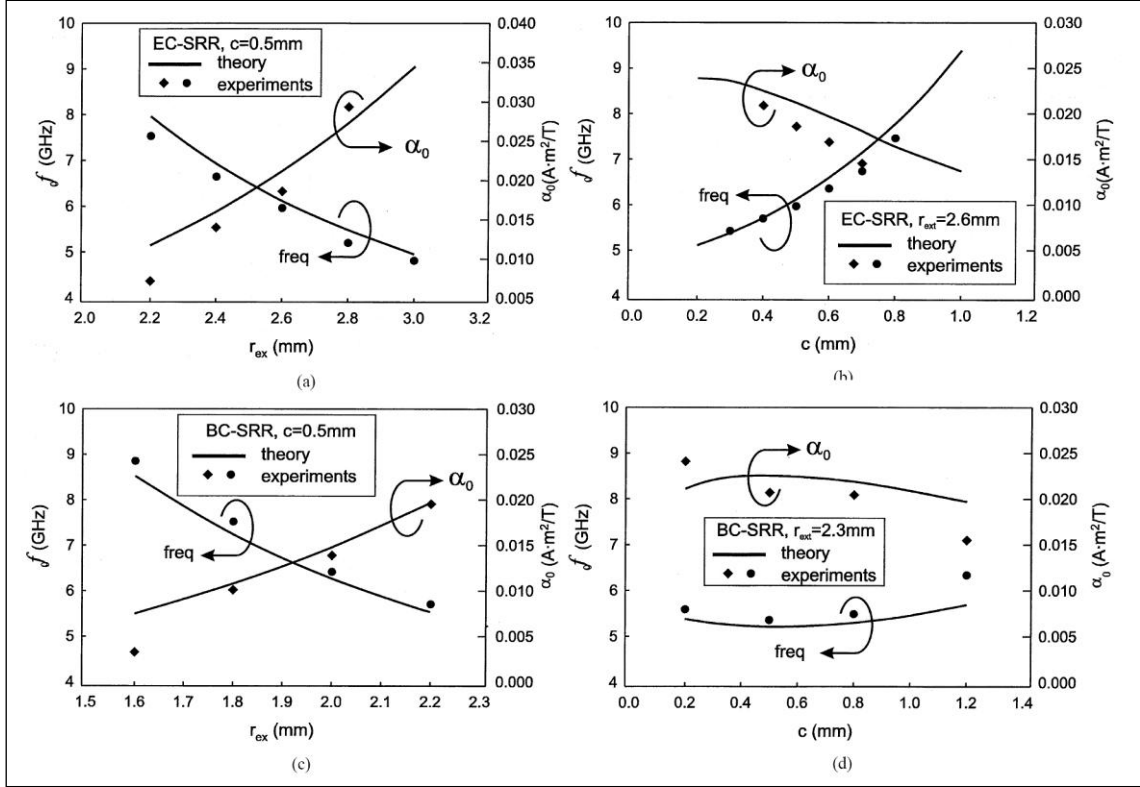


Fig. 2.5. Los valores medidos (puntos y diamantes) y calculados teóricamente (líneas) de la frecuencia de resonancia $f_0 = \omega_0/2\pi$ y α_0 para algunos EC-SRR y BC-SRR impresos en sustrato dieléctrico con las mismas características que en la Fig. 2.4. El resto de dimensiones de las partículas se dan en cada gráfica.

Se consideraron varios valores del radio externo r_{ext} y anchura de tira c de los SRRs. Se puede observar una aproximación aceptable entre los resultados teóricos y experimentales. Esta aproximación muestra que el modelo propuesto, a pesar de su simplicidad, puede describir correctamente las características principales de los EC- y BC-SRRs. Las diferencias se deben principalmente por los altos valores de c/r_{ext} . Este hecho es algo que se esperaba desde la descripción de la respuesta del anillo a una excitación externa ya que la inductancia del anillo es menos precisa en estos casos.

El comportamiento de la frecuencia de resonancia y α_0 con respecto al radio externo es similar para ambos SRRs. De todas formas, la dependencia con la anchura de la tira c es algo diferente en ambos casos. El BC-SRR parece no depender de c mientras que la frecuencia de resonancia del EC-SRR crece con c . Este hecho puede explicarse considerando que la capacitancia p.u.l. y la inductancia tienen variaciones opuestas en función de c para el EC-SRR.

Desde el punto de vista de diseño de metamateriales, el parámetro más importante caracterizando los SRRs es posiblemente la frecuencia de resonancia. Este parámetro da el tamaño eléctrico de la partícula en la región de interés, que es la limitación principal de la precisión en la descripción de medio continuo de los metamateriales. Los SRRs analizados en las Fig. 2.5(a)-(d) tienen un tamaño eléctrico de aproximadamente un décimo de la longitud de onda en espacio libre a la frecuencia de resonancia. Estos valores son del mismo orden que los reportados en diseños previos [14][15][20][21], todos ellos cercanos al límite de aplicabilidad de la aproximación de medio continuo. Por lo tanto, es muy conveniente explorar la viabilidad de diseñar SRRs con tamaños eléctricos más pequeños a frecuencia de resonancia. Asumiendo que el tamaño total del

SRR permanece aproximadamente constante ($r_0 \approx \text{cte}$), (2.1) dice que ω_0 está gobernado por dos parámetros: la inductancia total L y la capacitancia p.u.l. C_{pul} . De estas dos cantidades, la capacitancia p.u.l. es más fácilmente ajustable. Cambios en C_{pul} para el BC-SRR pueden conseguirse variando la anchura de tira c , el grosor del sustrato t y la permitividad relativa del sustrato, ϵ_r . Sin embargo, la Fig. 2.5(d) muestra que las variaciones de C_{pul} con c son canceladas por las variaciones asociadas de L . Por lo tanto, permanecen dos parámetros principales para ajustar: t y ϵ_r . Para el EC-SRR, el parámetro C_{pul} está gobernado principalmente por el espacio entre anillos, d , y la permitividad relativa, ϵ_r ; dos parámetros que no afectan a L . Las Fig. 2.6(a) y (b) muestran la variación de la frecuencia de resonancia y el tamaño eléctrico normalizado (definido como $2r_{\text{ext}}/\lambda_0$, con λ_0 la longitud de onda en espacio libre a frecuencia de resonancia) para el EC-SRR y el BC-SRR con respecto a los parámetros anteriores.

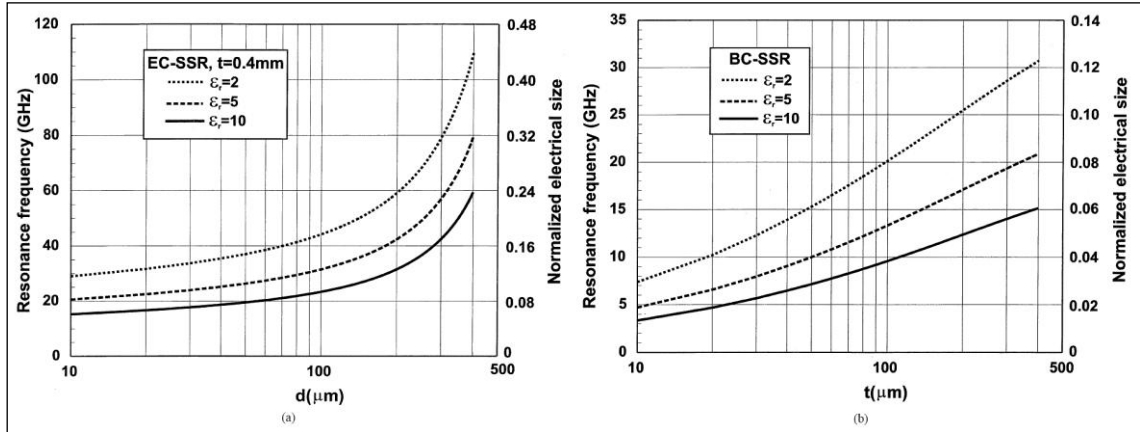


Fig. 2.6. Frecuencia de resonancia y tamaño eléctrico normalizado para diversos (a) EC-SRR y (b) BC-SRR con el mismo radio externo $r = 0.6 \text{ mm}$ y anchura de anillo $c = 0.2 \text{ mm}$, impresos en diversos sustratos.

En la Fig. 2.6(a) el parámetro de ajuste es el espacio entre los anillos (con el grosor del sustrato constante, $t = 0.4 \text{ mm}$) mientras que el parámetro de ajuste en la Fig. 2.6(b) es el grosor del sustrato. Se puede apreciar que se pueden conseguir tamaños eléctricos menores utilizando BC-SRRs en vez de EC-SRRs: se puede obtener una partícula de diámetro de unos $\lambda_0/25$ empleando BC-SRRs impresas en sustrato comercial de $\epsilon_r = 10$ de aproximadamente $100 \mu\text{m}$ a 10 GHz . Se pueden conseguir tamaños eléctricos aún más pequeños con sustratos más finos (como capas de óxido) y/o sustratos con permitividades relativas más elevadas (como sustratos ferroeléctricos, por ejemplo). Inversamente, el tamaño eléctrico de los EC-SRRs permanece constante para pequeños valores del espacio entre anillos. Por otra parte, en EC-SRRs con espaciado muy pequeño podrían aparecer campos eléctricos muy intensos en los bordes del anillo que podrían causar altas pérdidas y/o rotura del dieléctrico. Dado que la distribución de campo eléctrico es más suave en BC-SRRs, estos efectos serán menos importantes en estas partículas.

SRRS, CSRRS Y SUS CIRCUITOS EQUIVALENTES

Las propiedades electromagnéticas de los SRRs han sido ya analizadas en el presente documento y en [19]. Este análisis muestra que los SRRs se comportan como un resonador LC que puede ser excitado por un flujo magnético externo, exhibiendo un diamagnetismo fuerte por encima de su resonancia. Los SRRs exhiben además efectos de polarización cruzada (acoplo electromagnético) [19] por lo que es posible una excitación mediante un campo eléctrico externo convenientemente polarizado. La Fig. 2.7 muestra la topología básica del SRR, así como el circuito equivalente propuesto. En esta figura, C_0 se refiere a la capacidad total entre los anillos, $C_0 = 2\pi r_0 C_{pul}$, donde C_{pul} es la capacitancia por unidad de longitud entre los anillos. La frecuencia de resonancia del SRR viene dada por $f_0 = (L_s C_s)^{-1/2}/2\pi$, donde C_s es la capacitancia serie de las mitades superior e inferior del SRR, $C_s = C_0/4$. La inductancia L_s puede ser aproximada por la de un anillo simple de radio medio r_0 y anchura c , mediante el modelo equivalente anteriormente explicado.

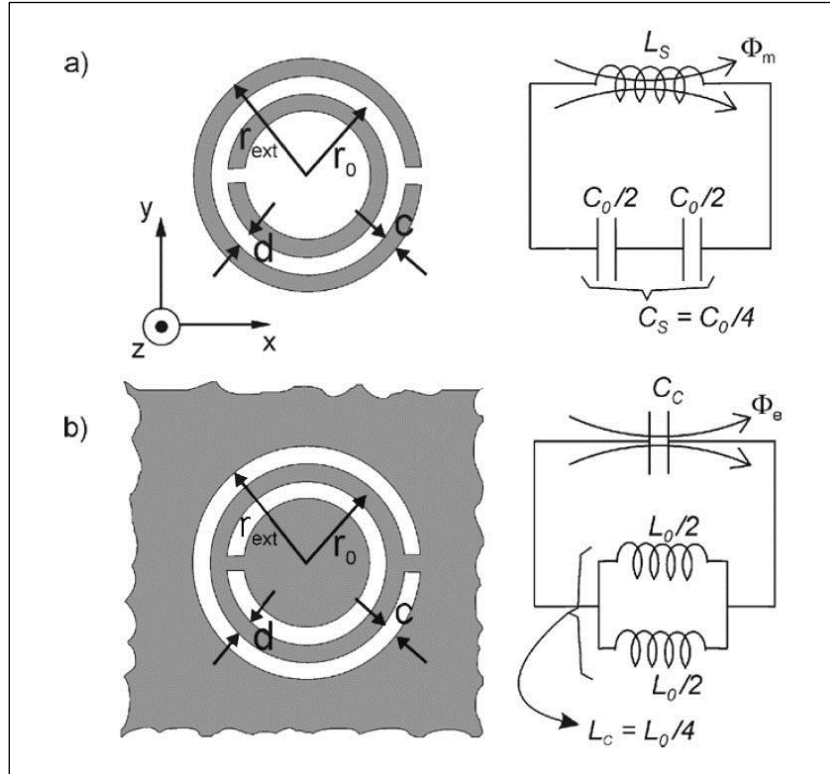


Fig. 2.7. Topologías del (a) SRR y del (b) CSRR, y sus modelos de circuito equivalente (las pérdidas óhmicas pueden tenerse en cuenta añadiendo una resistencia en serie en el modelo). Las zonas grises indican las metalizaciones.

Aplicación del Principio de Babinet al diseño de metasuperficies

El elemento clave en esta nueva aproximación es el CSRR, el dual del SRR (ver Fig. 2.7). Como primer paso en el análisis, se considera el comportamiento de un SRR conductor perfecto e infinitesimalmente delgado en un campo electromagnético externo \mathbf{E}^0 , \mathbf{B}^0 (ver Fig. 2.8(a)). El campo dispersado es aproximadamente el campo producido por un dipolo magnético resonante [13]

$$\mathbf{m} = \alpha_0 (\omega_0^2/\omega^2 - 1)^{-1} \mathbf{B}^0 \cdot \hat{\mathbf{z}}\hat{\mathbf{z}} \quad (2.19)$$

donde ω_0 es la frecuencia de resonancia del SRR y α_0 es el factor geométrico. Esta aproximación desprecia los campos multipolares de orden mayor [13][14]. También desprecia los efectos de polarización cruzada¹⁶ [19][26]. Se considera el comportamiento del CSRR cuando es iluminado desde $z < 0$ por un campo electromagnético externo \mathbf{E}_c^0 , \mathbf{B}_c^0 (ver Fig. 2.8(b)). De acuerdo con la teoría electromagnética de la difracción [10], el campo en la zona sombreada ($z > 0$) es el campo dispersado por el CSRR, \mathbf{E}_c , \mathbf{B}_c . Para $z < 0$, el campo total viene dado por

$$\mathbf{E}_c = \mathbf{E}_c^0 + \mathbf{E}_c^{0,r} + \mathbf{E}_c'; \quad \mathbf{B}_c = \mathbf{B}_c^0 + \mathbf{B}_c^{0,r} + \mathbf{B}_c' \quad (2.20)$$

donde $\mathbf{E}_c^{0,r}$, $\mathbf{B}_c^{0,r}$ es el campo que podría ser reflejado por la pantalla metálica sin los CSRRs grabados en ella. Los campos dispersados, \mathbf{E}_c , \mathbf{B}_c y \mathbf{E}_c' , \mathbf{B}_c' , deben cumplir ciertas simetrías que surgen del hecho de que son producidos por corrientes que están confinadas en el plano $z = 0$: las componentes B_z , E_x , y E_y deben ser funciones pares de z , mientras que E_z , B_x , y B_y deben ser funciones impares de la misma variable.

De acuerdo con el principio de Babinet, si una pantalla con aperturas (el CSRR) es iluminada desde $z < 0$ por un campo incidente \mathbf{E}_c^0 , \mathbf{B}_c^0 y su pantalla complementaria (el SRR) es iluminado por algunos campos incidentes complementarios $\mathbf{E}^0 = c\mathbf{B}_c^0$, $\mathbf{B}^0 = -(1/c)\mathbf{E}_c^0$, entonces en la zona de sombra ($z > 0$) la distribución de campos total debe satisfacer

$$\mathbf{E}_c - c\mathbf{B} = \mathbf{E}_c^0; \quad c\mathbf{B}_c + \mathbf{E} = \mathbf{B}_c^0 \quad (2.21)$$

Asumiendo que el campo dispersado por el SRR es descrito por (2.19), puede verificarse con facilidad que para poder satisfacer (2.21), los campos dispersados por el CSRR en $z > 0$, \mathbf{E}_c , \mathbf{B}_c deberían ser aquellos producidos por un dipolo eléctrico $\mathbf{p} = (1/c) \cdot \mathbf{m}$, o

$$\mathbf{p} = -\frac{1}{c^2} \alpha_0 (\omega_0^2/\omega^2 - 1)^{-1} \mathbf{E}_c^0 \cdot \hat{\mathbf{z}}\hat{\mathbf{z}} \quad (2.22)$$

En la región iluminada ($z < 0$) el signo de este dipolo debe cambiar, para poder producir las ya mencionadas propiedades de simetría de los campos dispersados. Así, para $z < 0$ finalmente obtenemos

$$\mathbf{p} = \alpha_{0,c} (\omega_0^2/\omega^2 - 1)^{-1} \mathbf{E}_c^0 \cdot \hat{\mathbf{z}}\hat{\mathbf{z}}; \quad \alpha_{0,c} = (1/c^2) \alpha_0 \quad (2.23)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío. Para pantallas gruesas y/o con pérdidas, de la misma manera que en placas de circuito convencionales, la ecuación anterior debería considerarse solo como una aproximación. Dado que $\mathbf{E}_c^0 + \mathbf{E}_c^{0,r} = 2\mathbf{E}_c^0 \cdot \hat{\mathbf{z}}\hat{\mathbf{z}}$ para $z = 0$, podría ser conveniente, para algunas aplicaciones, sustituir (2.23) por

$$\mathbf{p} = \beta_0 (\omega_0^2/\omega^2 - 1)^{-1} \mathbf{E}_{\text{ext}} \quad (2.24)$$

donde $\beta_0 = \alpha_{0,c}/2$ y $\mathbf{E}_{\text{ext}} = \mathbf{E}_c^0 + \mathbf{E}_c^{0,r}$ es el campo externo total producido por las fuentes y la pantalla metálica sin el CSRR.

¹⁶ Los efectos de la polarización cruzada se consideran posteriormente

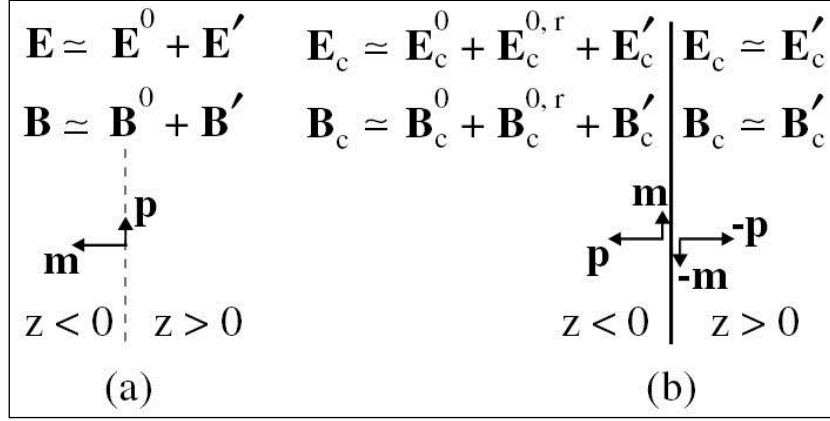


Fig. 2.8. Ilustración del comportamiento de un SRR (a) y un CSRR (b) cuando son iluminados por un campo externo que viene de $z < 0$. Las flechas grandes se refieren al mecanismo principal de excitación [3] dado por (2.19) y (2.23). Las flechas pequeñas muestran el efecto de la polarización cruzada [9,10].

Los resultados pueden ser directamente aplicados al diseño de metasuperficies artificiales. De hecho, los resultados para un solo CSRR pueden extenderse a un sistema de múltiples CSRRs con una densidad de N CSRRs por metro cuadrado. Dado que los CSRRs son eléctricamente pequeños [11], la distancia entre ellos puede hacerse mucho más pequeña que la longitud de onda de la radiación incidente.

Así nos encontramos en el límite de longitud de onda larga, y la superficie metálica considerada puede verse, desde el lado de la fuente, como una hoja eléctrica bipolar de magnitud $\mathbf{P}_s = \frac{1}{2} N \cdot \mathbf{p}$ encima de una pantalla metálica plana. Desde el lado opuesto, se ve una hoja bipolar de la misma intensidad pero signo opuesto (ver Fig. 2.8(b)). Consideremos la incidencia de una onda plana en la metasuperficie CSRR. Asumiendo que el ángulo de incidencia y la polarización de esta onda permiten la excitación de los CSRRs, la hoja bipolar inducida también produce una onda electromagnética que interfiere con la onda plana reflejada en la pantalla metálica. El efecto de esta interferencia puede estar dramáticamente cerca de la resonancia ω_0 . En particular, la pantalla con CSRRs puede ser potencialmente adaptada para destruir la onda reflejada. A esta frecuencia toda la potencia electromagnética se transmitirá a través de la pantalla. Este comportamiento es justo el dual del esperado de una superficie de N SRRs por metro cuadrado, iluminada por la onda complementaria. En este caso, se produce una hoja magnética bipolar, la cual, eventualmente, cancela la onda transmitida, reflejando así toda la potencia incidente.

Hasta ahora, han sido despreciados los efectos de la polarización cruzada en el SRR [19][26]. En el marco de tal aproximación, los anteriormente mencionados efectos en una pantalla con múltiples CSRRs (SRRs) podrían aparecer solo si hay una componente normal del campo eléctrico (magnético) incidente, porque solo en este caso los CSRRs (SRRs) son excitados. Este hecho podría prevenir la excitación de una metasuperficie de múltiples SRRs (CSRRs) por una onda plana que incide de forma normal, limitando así su utilidad como superficies selectivas en frecuencia. Sin embargo, cuando consideramos los efectos de la polarización cruzada [19][26], llega a ser evidente que se puede observar una excitación similar para campos incidentes con una componente no evanescente del campo eléctrico a lo largo del eje y y de los SRRs. De la dualidad, se espera un comportamiento similar para CSRRs iluminados por un campo magnético externo polarizado a lo largo del mismo eje.

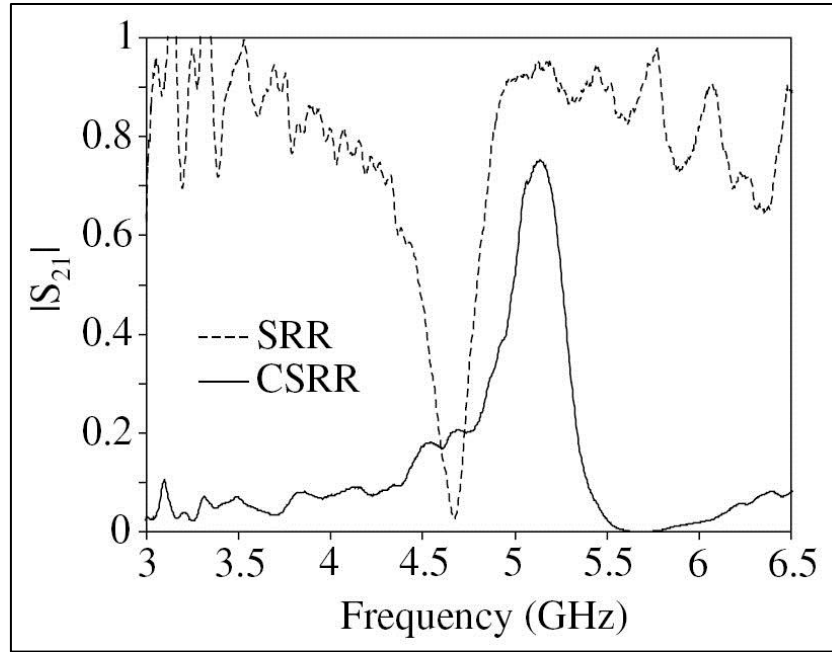


Fig. 2.9. Coeficiente de transmisión medido a través de una superficie selectiva en frecuencia CSRR (línea sólida) y SRR (línea punteada). Los CSRRs o SRRs están grabados en un material comercial de bajas pérdidas con permitividad $\epsilon_r = 2.43$, grosor $h = 0.49$ mm, y metalizaciones de cobre con un grosor $t = 35$ μ m. Los parámetros del CSRR y el SRR son (ver Fig. 2.7) $r_{ext} = 3.5$ mm, $c = 0.4$ mm, y $d = 0.4$ mm. Los CSRRs y los SRRs son ordenados en forma de *array* con periodicidad $a = 8$ mm. Las características de las ondas incidentes son descritas en el texto.

En [38] mediante simulaciones electromagnéticas¹⁷ se confirmó esta hipótesis. Se diseñó e implementó un montaje experimental para probar dichos efectos. El campo transmitido se midió en el lado opuesto¹⁸. Ambas metasuperficies fueron grabadas en un sustrato de microondas comercial de bajas pérdidas¹⁹. Los coeficientes de transmisión medidos para polarización apropiada de la onda incidente, campo magnético (eléctrico) a lo largo del eje y para la metasuperficie CSRR (SRR), se muestran en la Fig. 2.9. Se puede observar un pico bien definido de transmisión para la metasuperficie CSRR a resonancia, mientras que en el caso de la metasuperficie SRR se observa un nulo bien definido a una frecuencia similar. El desplazamiento entre la frecuencia de resonancia de la metasuperficie SRR y CSRR se puede atribuir principalmente al efecto del sustrato dieléctrico, el cual afecta de diferente manera a la frecuencia de resonancia de los SRRs y los CSRRs. La altura limitada del pico de transmisión para la metasuperficie CSRR se puede atribuir a la presencia del sustrato, al tamaño finito de la metasuperficie, y a las pérdidas óhmicas (simulaciones en ausencia del sustrato y pérdidas despreciables presentan una transmisión del 100%). Como se esperaba, no se ha observado efecto por la polarización ortogonal, por lo que una metasuperficie de múltiples CSRRs o SRRs también actúa como un polarizador). Simulaciones subsiguientes de transmisión a través de pantallas metálicas conductoras perfectas gruesas (hasta 5 mm) han mostrado que el grosor afecta significativamente en la posición del máximo de transmisión pero no destruye el resto de efectos cualitativos. Simulaciones similares muestran que la

¹⁷ Empleando el *CST Microwave Studio*

¹⁸ Se utilizaron dos bocinas para este propósito

¹⁹ *Arlon 250 LX-0193-43-11*, cuyos parámetros se muestran en la Fig. 2.9.

posición del máximo no se ve afectada de forma significativa por el ángulo de incidencia, ni por la periodicidad de los CSRRs. Esta independencia de la posición del máximo con el ángulo de incidencia y la periodicidad de los CSRRs está completamente de acuerdo con la teoría propuesta: la resonancia es principalmente una propiedad de los CSRRs individualmente, no de las características del array.

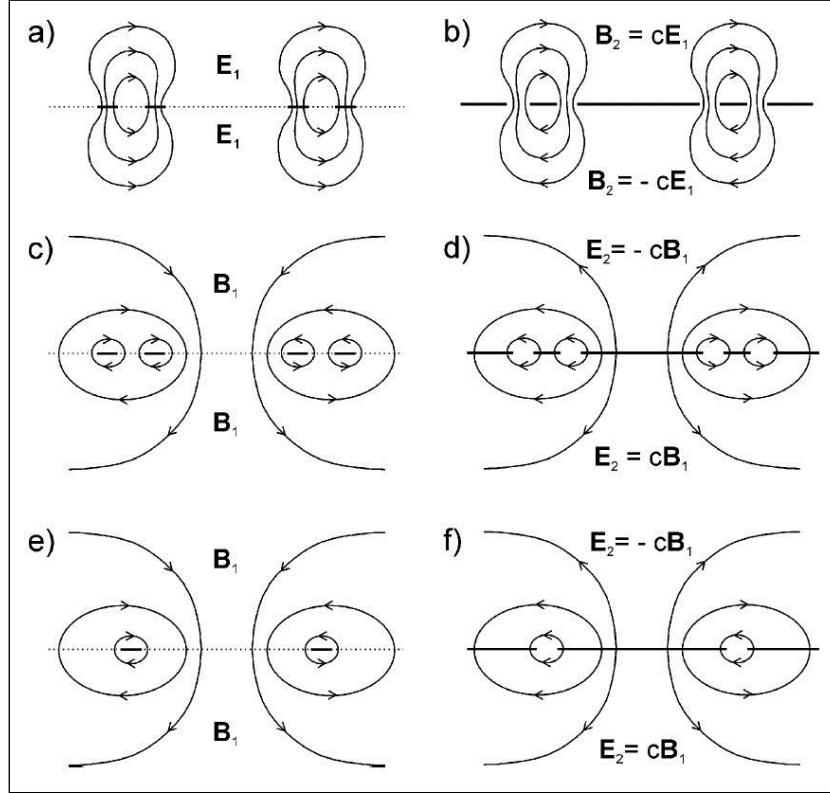


Fig. 2.10. Líneas de campo eléctrico y magnético en el SRR (parte izquierda) y en el CSRR (parte derecha). (a) Líneas de campo eléctrico E en el SRR en resonancia. (b) Líneas de campo magnético B en el dual CSRR. (c) y (d) Líneas de campo magnético y eléctrico en el SRR y el CSRR, respectivamente. (e) Campo de inducción magnética en el anillo de inductancia equivalente utilizado para el cálculo de L_s en el SRR [27]. (f) Campo eléctrico en el capacitor equivalente dual propuesto para el cálculo de C_c para el CSRR.

Otra aplicación de los conceptos mostrados es el diseño de metamateriales planares. La mayoría de los circuitos pasivos de alta frecuencia se diseñan en tecnología planar, por lo que el campo electromagnético es confinado entre un plano metálico de masa y algunas tiras metálicas o parches, con un sustrato dieléctrico entremedias. Supongamos que algunos CSRRs son grabados en el plano de masa en regiones donde el campo electromagnético es significativo. El efecto de estos CSRRs es el de producir una polarización adicional en esta región. De acuerdo con (2.24), esta polarización es simplemente proporcional al campo externo, y altamente negativa (esto es, antiparalela a este campo) alrededor y por encima de la frecuencia de resonancia. Así, el efecto de los CSRRs es el de cambiar la permitividad efectiva del sustrato de valores positivos a negativos en cierta región de frecuencias cercana a la frecuencia de resonancia de los CSRRs. Por lo tanto, podemos crear mediante este procedimiento una región de sustrato de permitividad efectiva negativa.

Análisis comparativo del SRR y del CSRR

Como ya se ha mencionado, si los efectos del grosor del metal, de las pérdidas y del sustrato dieléctrico son despreciados, se espera un comportamiento dual perfecto para el CSRR [28]. Mientras que el SRR se puede considerar como un dipolo magnético resonante que puede ser excitado por un campo magnético axial [30], el CSRR (ver Fig. 2.7) se comportaría esencialmente como un dipolo eléctrico, con la misma frecuencia de resonancia, que puede ser excitado por un campo eléctrico axial. En un análisis más profundo, pueden ser considerados y extendidos al CSRR los efectos de la polarización cruzada en el SRR [30][31]. Así, el CSRR además exhibirá una polarizabilidad magnética resonante a lo largo de su eje y (ver Fig. 2.7) y, por lo tanto, su resonancia principal puede ser también excitada por un campo magnético externo aplicado a lo largo de dicha dirección [28]. Estas propiedades no afectan al modelo intrínseco de circuito, pero sí al modelo de excitación. El modelo de circuito intrínseco para el CSRR (dual del SRR) se muestra también en la Fig. 2.7. En este circuito [32], la inductancia L_s en el modelo del SRR se sustituye por la capacitancia C_c de un disco de radio $r_0 - c/2$ rodeado por un plano de masa a una distancia c de su borde, y la conexión en serie de dos capacitancias $C_0/2$ en el modelo del SRR se sustituye por la combinación en paralelo de dos inductancias que conectan el disco interior a tierra. Cada inductancia viene dada por $L_0/2$, donde $L_0 = 2\pi r_0 L_{pul}$ y L_{pul} es la inductancia por unidad de longitud de los CSRR que conectan el disco interior a tierra. Para pantallas conductoras perfectas de grosor despreciable, y en la ausencia de sustrato dieléctrico, siguiendo la dualidad obtenemos que los parámetros para SRRs y CSRRs están relacionados por $C_c = 4(\epsilon_0/\mu_0)L_s$ y $C_0 = 4(\epsilon_0/\mu_0)L_0$. El factor 4 que aparece en estas relaciones se deduce de la simetría de los campos eléctricos y magnéticos en ambos elementos, como se muestra en la Fig. 2.10. De las relaciones anteriores, se deduce fácilmente que la frecuencia de resonancia de ambas estructuras es la misma, como se esperaba de la dualidad.

Topologías derivadas

El análisis propuesto puede extenderse a otras topologías derivadas de la geometría básica del SRR [33], como por ejemplo las que se muestran en la Fig. 2.11. Es interesante saber que algunas de estas topologías no exhiben efectos de polarización cruzada y por lo tanto, estos efectos tampoco aparecen en sus complementarios. Los circuitos equivalentes propuestos para dichas topologías, así como sus configuraciones complementarias, son también mostrados en la figura. El NB-SRR²⁰ es una ligera modificación del SRR básico, que muestra una simetría de rotación de 180° en el plano del elemento. Como consecuencia de dicha simetría, no son posibles los efectos de la polarización cruzada en el NB-SRR. Sin embargo, el modelo de circuito equivalente y la frecuencia de resonancia del NB-SRR son idénticos a los del SRR. El D-SRR²¹ también presenta la mencionada simetría, evitando también la polarización cruzada. Sin embargo, el circuito equivalente del D-SRR es distinto al del SRR, siendo la frecuencia de resonancia el doble de la del SRR (del mismo tamaño). Por último, el SR²² [34], así como el DSR²³ [32] permiten una reducción de la frecuencia de resonancia con respecto a la del SRR, como puede verse en los circuitos equivalentes propuestos.

²⁰ *Non-Bianisotropic SRR* – SRR no-bianisótropo

²¹ *Double slit SRR* - SRR de doble ranura

²² *Spiral Resonator* - Resonador de espiral

²³ *Double Spiral Resonator* - Resonador de doble espiral

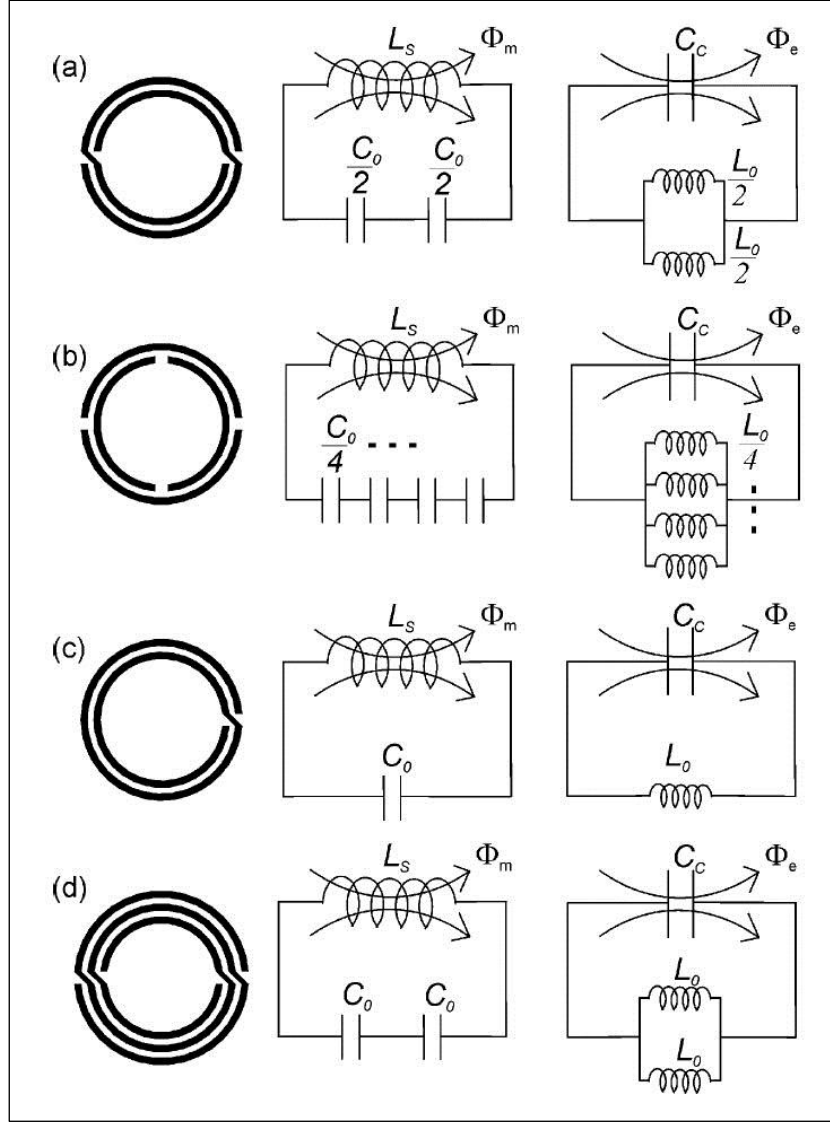


Fig. 2.11. Topologías correspondientes a: (a) el NB-SRR, (b) el D-SRR, (c) el SR, y (d) el DSR. Los circuitos equivalentes para estas topologías se muestran en la segunda columna, mientras que los modelos de circuitos para los complementarios se representan en la tercera columna.

Ya se ha mencionado que el comportamiento de los SRRs y los CSRRs (así como sus geometrías derivadas) son estrictamente duales para pantallas metálicas perfectamente conductoras e infinitamente delgadas en el vacío. Sin embargo, las desviaciones de la dualidad, que pueden generar un desplazamiento en la frecuencia de resonancia, se generan por las pérdidas, los grosores finitos de las metalizaciones y la presencia de un sustrato dieléctrico. Esto último parece ser la causa fundamental de las desviaciones de la dualidad. Este hecho se debe a las variaciones de los elementos del modelo de circuito del CSRR, C_c y L_0 . Como se muestra en la Fig. 2.12, estas variaciones provienen directamente de la presencia de un sustrato dieléctrico, que afecta a C_c y a C_0 , pero deja a L_s y L_0 inalterados. Desviaciones similares de la dualidad ocurren en las topologías derivadas mostradas en la Fig. 2.11.

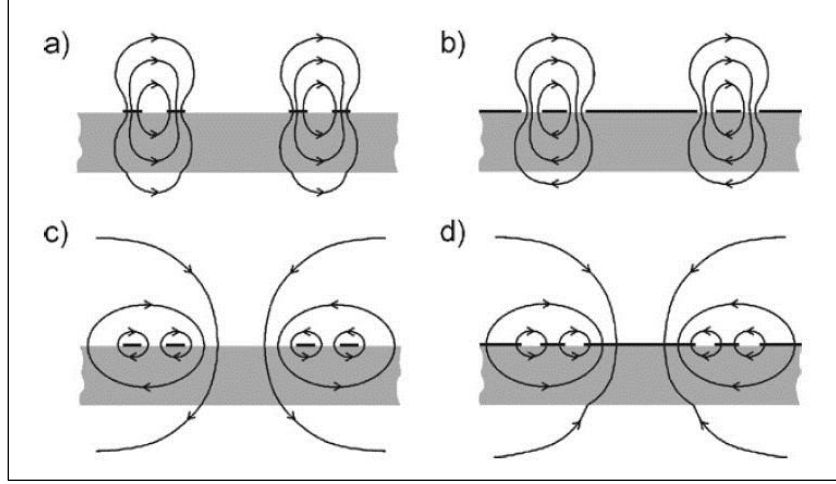


Fig. 2.12. Diagrama de las: (a) líneas de campo eléctrico y (c) magnético de un SRR en presencia de un sustrato dieléctrico. (b) Líneas de campo magnético y (d) eléctrico en un CSRR similar en presencia del mismo sustrato dieléctrico.

Las expresiones analíticas para L_s y C_o en el SRR en presencia de un sustrato dieléctrico han sido mencionadas anteriormente. Como ya se mencionó, la capacitancia C_c en la Fig. 2.7 y en la Fig. 2.11 son las correspondientes a un disco metálico de radio $r_0 - c/2$ rodeado por un plano de masa a una distancia c (ver Fig. 2.7). Una expresión analítica aproximada para C_c en presencia de un sustrato dieléctrico (ver Fig. 2.13) se muestra más adelante en el apéndice II.

La expresión final resulta

$$C_c = \frac{\pi^3 \epsilon_0}{c^2} \cdot \int_0^{+\infty} dk \frac{[b\beta(kb) - a\beta(ka)]^2}{k^2} \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{1 + \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \tanh(kh)}{1 + \frac{\epsilon_0}{\epsilon} \tanh(kh)} \right) \right] \quad (2.25)$$

donde el significado de los diferentes signos se explica más adelante en el apéndice II.

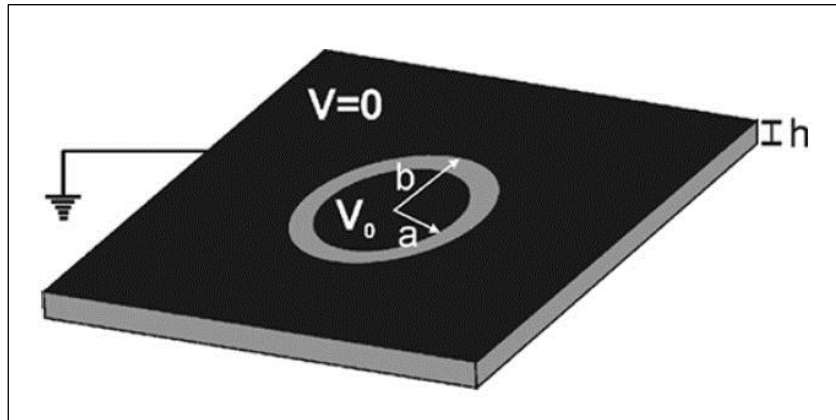


Fig. 2.13. La capacitancia del CSRR es aproximadamente igual a la correspondiente a un disco metálico de radio $a = r_0 - c/2$ rodeado por un plano de masa a una distancia $b - a = c$, siendo r_0 el radio medio del CSRR, y c la anchura de la ranura. El sustrato dieléctrico viene caracterizado por su permitividad relativa ϵ_r y su grosor h .

La inductancia L_0 en la Fig. 2.7 y en la Fig. 2.11 es la correspondiente a una estructura CPW circular de longitud $2\pi r_0$, anchura de tira d , y anchura de ranura c . Para los propósitos actuales, las fórmulas de diseño dadas en [35] para la inductancia CPW por unidad de longitud proporcionan precisión suficiente y han sido utilizadas en todos los cálculos numéricos a lo largo del presente estudio.

Validación experimental

El efecto del sustrato dieléctrico sobre la frecuencia de resonancia del SRR y el CSRR se muestra en la Fig. 2.14 [43].

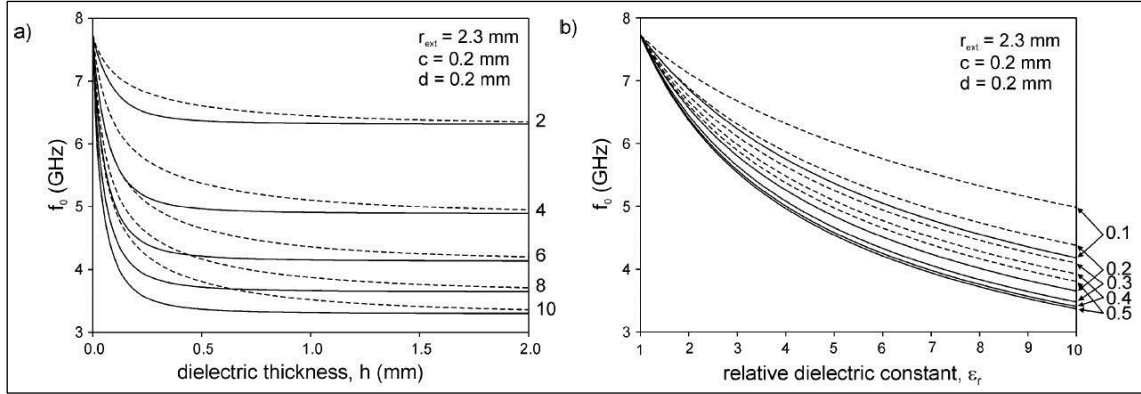


Fig. 2.14. Cálculos numéricos mostrando la dependencia de la frecuencia de resonancia en el SRR (línea sólida) y el CSRR (línea punteada) con los parámetros del sustrato. (a) Dependencia con el grosor del dieléctrico para diferentes valores de permitividad relativa (derecha). (b) Dependencia con la permitividad relativa para diferentes valores del grosor del dieléctrico (en milímetros).

Se pueden observar diferencias significativas en los valores de la frecuencia de resonancia para ambos elementos. La precisión de los modelos de circuito para el SRR y sus geometrías derivadas (ver Fig. 2.7 y Fig. 2.11) ha sido comprobada de forma experimental en documentos anteriores [30][33][34]. Para verificar la precisión de los modelos de circuito propuestos para los CSRRs y geometrías derivadas, en [43] se grabaron un conjunto de resonadores con diferentes topologías en un sustrato metalizado de microondas y se midieron sus frecuencias de resonancia. Sus complementarios se fabricaron y midieron también para completar el estudio.

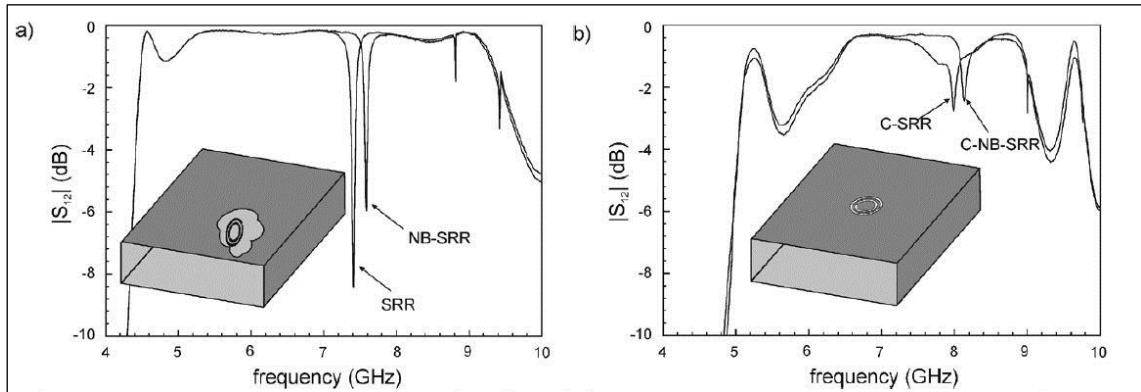


Fig. 2.15. Respuesta en frecuencia obtenida en una guía rectangular con SRRs y NB SRRs, así como sus duales (CSRRs y C-NB SRRs). Se muestra también el método empleado para su excitación. Los parámetros se pueden ver en la Tabla 2.1.

Las frecuencias de resonancia se obtuvieron en [43] a partir del coeficiente de transmisión S_{21} , medido en una guía rectangular cargada con el elemento correspondiente [39]. La guía se excitó en su modo fundamental TE_{01} y se conectó a un analizador de redes Agilent 8510. Los SRRs o geometrías derivadas se colocaron en plano E central por lo que fueron excitados por el campo magnético perpendicular al plano del elemento. Sus duales fueron grabados en la pared superior de la guía, siendo excitados por el campo eléctrico perpendicular al plano del elemento. La Fig. 2.15 muestra los coeficientes de transmisión para un SRR y para un NB-SRR con parámetros geométricos idénticos, así como los mismos coeficientes para sus duales, CSRR y NB-CSRR.

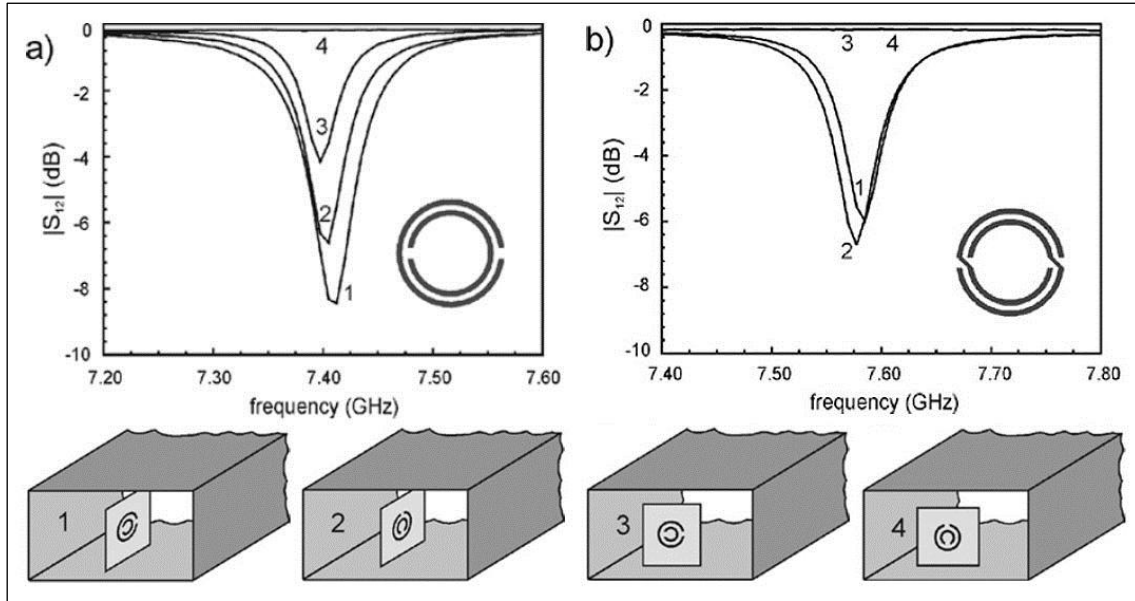


Fig. 2.16. (a) Demostración experimental de los efectos de polarización cruzada en el SRR. Posición 1: excitación eléctrica y magnética. Posición 2: solo excitación magnética. Posición 3: solo excitación eléctrica. Posición 4: sin excitación. El comportamiento del NB SRR bajo las mismas excitaciones se muestra en (b). La ausencia de excitación eléctrica (3 y 4) indica la ausencia de efectos de polarización cruzada a la frecuencia de resonancia.

Se puede ver fácilmente que el SRR y el NB-SRR tienen la misma frecuencia de resonancia (el pequeño desplazamiento puede atribuirse a tolerancias en el proceso de fabricación). Lo mismo se puede decir de sus duales. La Fig. 2.16 muestra los efectos de la polarización cruzada en el SRR, así como la ausencia de dichos efectos en el NB SRR (este último elemento no se excita en las posiciones 3 y 4), tal y como se predijo teóricamente. Esta figura muestra además que la excitación magnética es de largo la más eficiente para el SRR. De la dualidad, se puede deducir que la excitación eléctrica será la dominante para el CSRR. Finalmente, las frecuencias de resonancia para diferentes configuraciones, medidas siguiendo el método ilustrado en la Fig. 2.15, se muestran en la Tabla 2.1 [39]. Los valores teóricos mostrados en esta tabla se obtuvieron de los modelos de circuitos propuestos (ver Fig. 2.7 y Fig. 2.11). Como puede apreciarse, hay una razonable similitud entre lo obtenido teórica y experimentalmente. Es digno de mencionar que los CSRRs siempre resuenan a frecuencias ligeramente mayores que los SRRs. Este efecto es mayor cuanto mayor sean las constantes dieléctricas.

	Convencional		Complementario	
	f_0 teórico	f_0 experimental	f_0 teórico	f_0 experimental
	[GHz]	[GHz]	[GHz]	[GHz]
SRR¹	7.17	7.40	7.49	8.00
NB-SRR¹	7.17	7.56	7.49	8.14
DSR¹	5.07	5.05	5.30	5.49
SR2¹	3.59	3.78	3.75	4.07
SRR²	3.33	3.40	3.56	3.77
DSRR²	6.66	6.77	7.12	7.41

Tabla 2.1. Valores teóricos y experimentales de la frecuencia de resonancia. Los resonadores fueron grabados [43] en un sustrato de grosor $t = 0.49$ mm y permitividad relativa $\epsilon_r = 2.43$. Los parámetros de los anillos, los mismos que se muestran en la Fig. 2.7, son ⁽¹⁾ $r_0 = 1.7$ mm, $c = d = 0.2$ mm; ⁽²⁾ $r_0 = 3.55$ mm, $c = d = 0.3$ mm.

ESTUDIO SOBRE EL CRLH Y SU APLICACIÓN EN LA CONSTRUCCIÓN DE METAMATERIALES

INTRODUCCIÓN AL CRLH

Como ya se ha comentado, los LHMs son interesantes por el triedro LH formado por el campo eléctrico, el campo magnético y el vector de onda, causa de que las velocidades de fase y de grupo sean antiparalelas. Con anterioridad se ha mostrado como generar LHMs mediante el uso de resonadores planos (SRR/CSRR). Sin embargo, dado que las estructuras resonantes como los SRRs presentan bastantes pérdidas y bandas de paso estrechas, resulta complejo emplearlos para implementar dispositivos de microondas. Por esta razón, muchos investigadores abordaron la creación de LHMs desde el punto de vista de la teoría de LTs²⁴. De esta forma se pueden obtener estructuras no resonantes con pérdidas menores y mayores anchos de banda. En particular, los metamateriales con propiedades RH y LH simultáneas, comúnmente conocidos como CRLH han servido para la creación de múltiples dispositivos de microondas.

La teoría de LTs ha sido durante mucho tiempo una poderosa herramienta de análisis y diseño de materiales RH convencionales. Modelando un metamaterial CRLH mediante su LT equivalente, la teoría se puede emplear para diseñar y analizar metamateriales CRLH en 1, 2 o 3 dimensiones.

Para el estudio del CRLH, primero hay que representar el metamaterial como una LT CRLH homogénea²⁵ equivalente para tener una idea clara de sus características fundamentales. Entonces se desarrolla una implementación mediante una red LC, dado que las estructuras CRLH homogéneas no parecen existir en la naturaleza.

MEDIO CRLH HOMOGÉNEO

Los modelos homogéneos para las LTs sin pérdidas puramente RH (PRH), puramente LH (PLH) y CRLH se muestran en las Fig. 2.17(a), (b) y (c) respectivamente. El modelo de la LT PRH (ver Fig. 2.17(a)) puede ser representado como la combinación de una inductancia serie por unidad de longitud L'_R y una capacitancia paralelo por unidad de longitud C'_R . El modelo de la LT PLH (ver Fig. 2.17 (b)) es la combinación de una capacitancia serie por unidad de longitud inversa C'_L y una inductancia paralelo por unidad de longitud inversa L'_L . En realidad, no es posible una estructura PLH dado que siempre existirán unos parásitos RH inevitables; una inductancia serie (L) debida a la corriente que fluye a lo largo de la metalización, y una capacitancia paralelo (C) debida al desarrollo de gradientes de voltaje. Por tanto, una estructura CRLH representa la forma más general de la estructura con atributos LH. El modelo general de LT CRLH que se muestra en la Fig. 2.17 (c) consiste en una inductancia L'_R en serie con una capacitancia C'_L para su rama serie, y una capacitancia C'_R en paralelo con una inductancia L'_L para su rama en paralelo.

²⁴ Líneas de Transmisión.

²⁵ Continua e invariante a lo largo de la dirección de propagación.

La constante de propagación de una LT viene dada por $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'}$, donde Z' e Y' son, respectivamente, la impedancia por unidad de longitud y la admitancia por unidad de longitud. En el caso particular de una LT CRLH, Z' e Y' se definen como

$$Z'(\omega) = j \left(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L} \right) \quad Y'(\omega) = j \left(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L} \right) \quad (2.26)$$

Por lo tanto, la relación de dispersión para una LT CRLH homogénea es

$$\beta(\omega) = s(\omega) \sqrt{\omega^2 L'_R C'_R + \frac{1}{\omega^2 L'_L C'_L} - \left(\frac{L'_R}{L'_L} + \frac{C'_R}{C'_L} \right)} \quad (2.27)$$

donde

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{si } \omega < \omega_{\Gamma 1} = \min \left(\frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}}, \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \right) \\ +1 & \text{si } \omega > \omega_{\Gamma 2} = \max \left(\frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}}, \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \right) \end{cases} \quad (2.28)$$

La constante de fase β en (2.27) puede ser puramente real o puramente imaginaria dependiendo de si el radicando es positivo o negativo, respectivamente. En el rango de frecuencias donde β es puramente real, aparece una banda de paso dado que $\gamma = j\beta$. En contraste, aparece una banda eliminada en el rango de frecuencias donde β es puramente imaginaria dado que $\gamma = \alpha$. Esta banda eliminada es una característica propia de la LT CRLH que no está presente en los casos de PRH y PLH.

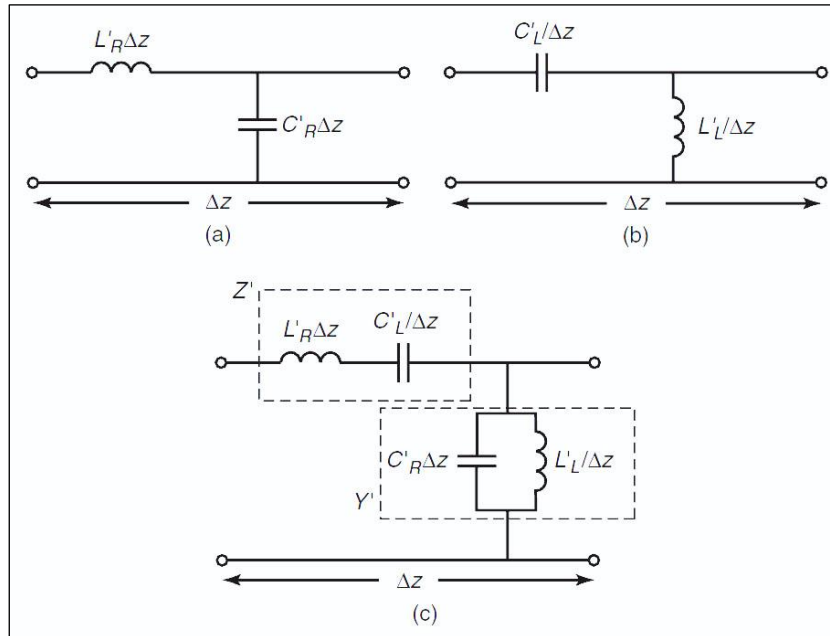


Fig. 2.17. Modelos de circuito equivalente. (a) LT RH homogénea. (b) LT LH homogénea. (c) LT CRLH homogénea.

Las Fig. 2.18(a), (b) y (c) muestran el diagrama de dispersión $\omega - \beta$ de una LT PRH, una LT PLH y una LT CRLH respectivamente. Las velocidades de grupo ($v_g = \partial\omega/\partial\beta$) y de fase ($v_p = \omega/\beta$) de estas LTs se pueden extraer del diagrama de dispersión. Estos diagramas muestran que v_g y v_p para una LT PRH son paralelos ($v_g \cdot v_p > 0$), mientras que para la LT PLH son antiparalelos ($v_g \cdot v_p < 0$). Además, en el diagrama de dispersión para la LT CRLH se puede observar que tiene una región LH y otra RH. También ilustra la banda eliminada presente en LTs CRLH cuando la constante de propagación γ es puramente real.

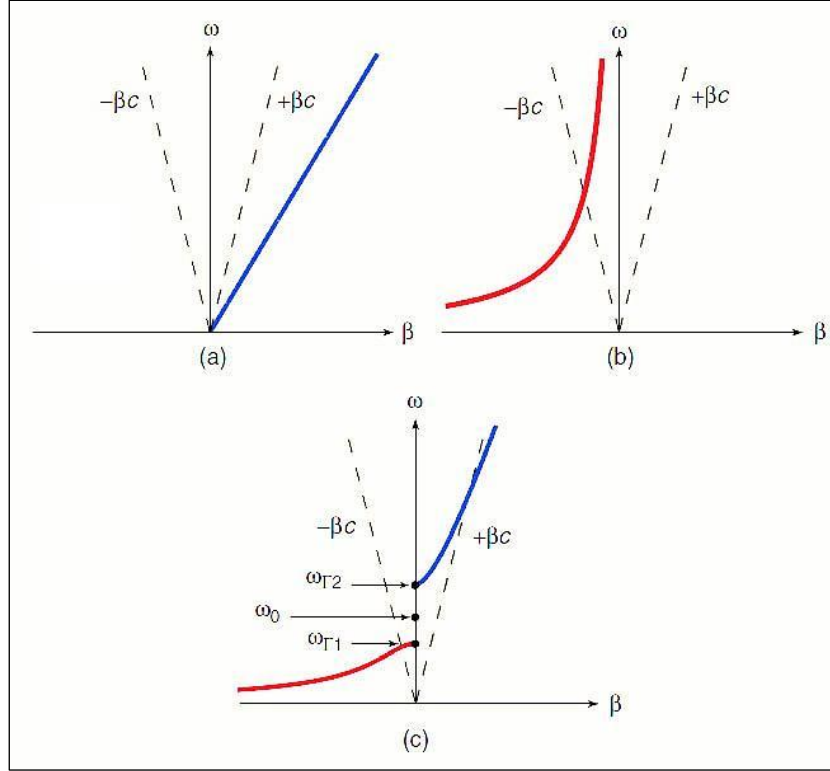


Fig. 2.18. Diagramas de dispersión para las LTs de la Fig. 2.17. (a) LT RH homogénea. (b) LT LH homogénea. (c) LT CRLH homogénea (no balanceada).

En general, las resonancias serie y paralelo de la LT CRLH son diferentes; es lo que se considera como el caso no balanceado. Sin embargo, cuando ambas resonancias son iguales

$$L'_R C'_L = L'_L C'_R \quad (2.29)$$

Las contribuciones LH y RH se balancean entre sí a una frecuencia determinada. Por lo tanto, esta condición se conoce como caso balanceado, y el modelo simplificado de circuito se muestra en la Fig. 2.19(a). Se podría demostrar que bajo la condición de balance (2.29), la constante de propagación en (2.27) se simplifica a la siguiente

$$\beta = \beta_R + \beta_L = \omega \sqrt{L'_R C'_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{L'_L C'_L}} \quad (2.30)$$

donde la constante de fase puede ser separada en dos constantes de fase independientes, la constante de fase RH β_R y la LH β_L . Mediante la observación de (2.30) podemos apreciar la naturaleza dual de la LT CRLH; en bajas frecuencias la LT CRLH tiene un

comportamiento LH dominante, mientras que en altas frecuencias el comportamiento dominante es RH. El diagrama de dispersión de la LT CRLH de la Fig. 2.18(b) indica que la transición de LH a RH ocurre en

$$\omega_0 \xrightarrow{\text{no balanceado}} \frac{1}{\sqrt[4]{L'_R C'_R L'_L C'_L}} \xrightarrow{\text{balanceado}} \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_L}} \quad (2.31)$$

donde ω_0 es la considerada frecuencia de transición. Por tanto, en el caso balanceado hay una transición continua de la región LH a la RH porque γ es siempre puramente imaginaria, algo que no ocurre en el caso no balanceado. Por esta razón, la curva de dispersión de la LT CRLH no tiene ninguna banda eliminada. Aunque β es cero en ω_0 , que significaría una longitud de onda guiada infinita ($\lambda_g = 2\pi/|\beta|$), sigue habiendo propagación de onda dado que v_g es distinto de cero en ω_0 . Además, en ω_0 el desfase para una LT de longitud d sería cero ($\phi = -\beta d = 0$). El adelanto de fase ($\phi > 0$) ocurre en el rango de frecuencias LH ($\omega < \omega_0$), y el retardo de fase ($\phi < 0$) ocurre en el rango de frecuencias RH ($\omega > \omega_0$).

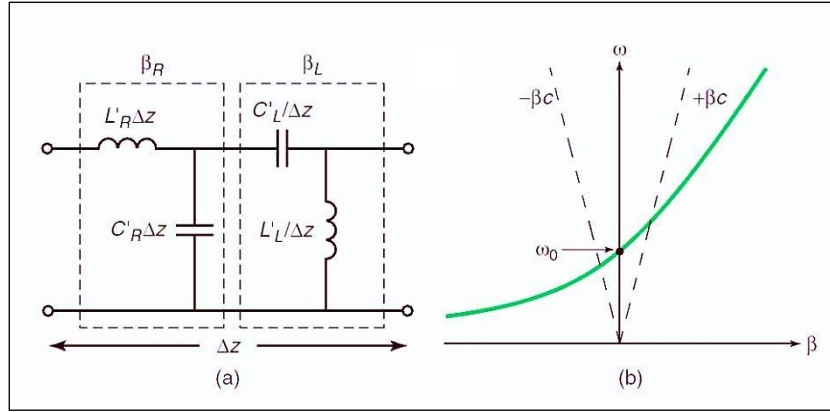


Fig. 2.19. Caso balanceado de la LT de la Fig. 2.17(c). (a) Modelo simplificado de circuito equivalente. (b) Diagrama de dispersión mostrando continuidad entre las regiones LH y RH.

La impedancia característica de una LT viene dada por la expresión $Z_0 = \sqrt{Z'/Y'}$. Para la LT CRLH, la impedancia característica es

$$Z_0 \xrightarrow{\text{no balanceado}} Z_L \sqrt{\frac{L'_R C'_L \omega^2 - 1}{L'_L C'_R \omega^2 - 1}} \xrightarrow{\text{balanceado}} Z_L = Z_R \quad (2.32)$$

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \quad (2.33)$$

$$Z_R = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} \quad (2.34)$$

donde Z_L y Z_R son las impedancias PLH y PRH, respectivamente. Mientras que la impedancia característica para el caso no balanceado es dependiente de la frecuencia, (2.32) indica que en el caso balanceado no lo es, y por lo tanto puede ser adaptado sobre un rango amplio de frecuencias.

Las relaciones mostradas para las LTs pueden ser interrelacionadas con los parámetros constitutivos de un material CRLH. Como ya he ha mencionado, la constante de propagación de una LT es $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'}$. Como la constante de propagación de un material es $\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$, se puede establecer la siguiente relación

$$-\omega^2\mu\epsilon = Z'Y' \quad (2.35)$$

De forma similar, la impedancia característica de una LT $Z_0 = \sqrt{Z'/Y'}$ puede ser interrelacionada con la impedancia intrínseca de un material $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ con la ecuación

$$Z_0 = \eta \quad \text{o} \quad \frac{Z'}{Y'} = \frac{\mu}{\epsilon} \quad (2.36)$$

la cual con (2.35) relaciona la permeabilidad y la permitividad de un material con la impedancia y la admitancia de su modelo de LT equivalente de la siguiente manera

$$\mu = \frac{Z'}{j\omega} = L'_R - \frac{1}{\omega^2 C'_L} \quad (2.37)$$

$$\epsilon = \frac{Y'}{j\omega} = C'_R - \frac{1}{\omega^2 L'_L} \quad (2.38)$$

El índice de refracción ($n = c\beta/\omega$) para las LTs CRLH balanceada y no balanceada se muestra en la Fig. 2.20. Esta figura muestra que la LT CRLH tiene un índice de refracción negativo en el rango LH y un índice positivo en el RH.

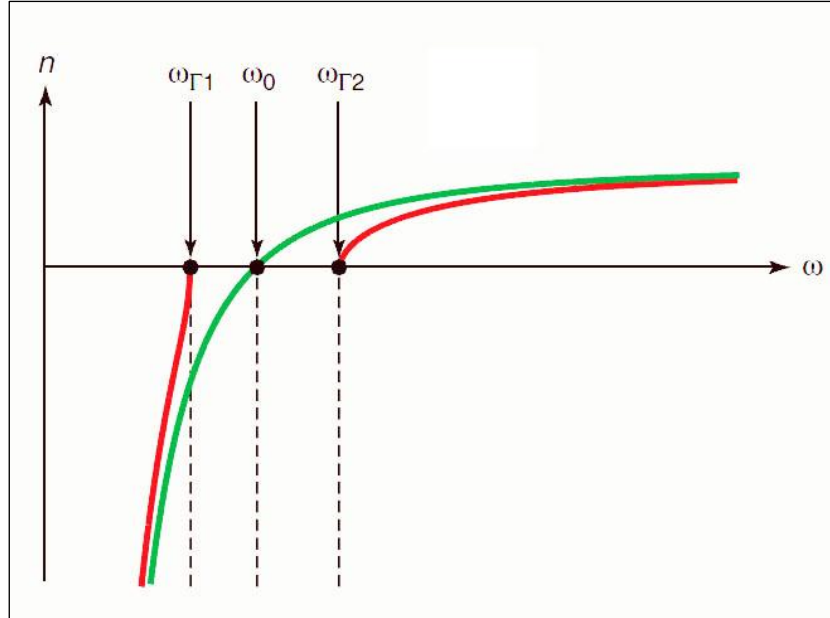


Fig. 2.20. Trazados típicos del índice de refracción para la LT CRLH balanceada (verde) y no balanceada (rojo).

LÍNEA CRLH MEDIANTE RED LC

La LT CRLH homogénea no existe en la naturaleza. Sin embargo, se pueden fabricar LTs CRLH efectivamente homogéneas²⁶ en cierto rango de frecuencias. Se puede construir una LT CRLH efectivamente homogénea de longitud d añadiendo en cascada celdas unidad LC paso-banda como la de la Fig. 2.21(a), tanto de forma periódica como de forma no periódica.

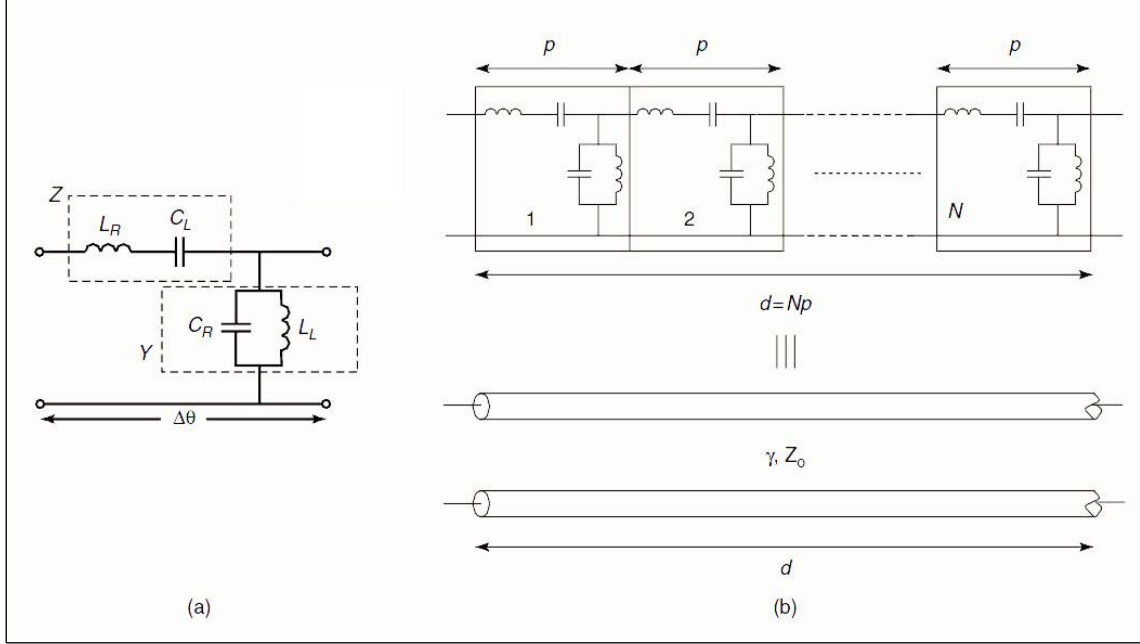


Fig. 2.21. LT CRLH basada en elementos concentrados LC. (a) Celda unidad. (b) Red LC periódica equivalente a una LT CRLH homogénea de longitud d para $p = \Delta z \rightarrow 0$.

La celda unidad de la Fig. 2.21(a) es adimensional, algo que no ocurriría con el modelo incremental de la Fig. 2.17(c), que tenía una longitud física infinitesimal Δz (en metros). La fase de la celda unidad LC solo puede ser descrita en términos de su longitud eléctrica, $\theta = \Delta\phi$ (rad). Sin embargo, se puede asociar eventualmente una longitud física p con la implementación práctica de bobinas y condensadores utilizada²⁷. En el límite $p = \Delta z \rightarrow 0$, la celda unidad de la figura Fig. 2.21(a) es equivalente al modelo incremental de la Fig. 2.17(c). Por lo tanto se puede implementar una LT equivalente a la LT CRLH de longitud d mediante la repetición en cascada de la celda unidad LC con la condición de homogeneidad $p \rightarrow 0$, tal y como se muestra en la Fig. 2.21(b). La condición de homogeneidad asegura que la LT se muestre homogénea ante la onda electromagnética. En la práctica, si la celda unidad es menor que la longitud de onda guiada $p < \lambda_g/4$, entonces la longitud eléctrica de la celda unidad será menor que $\pi/2$ y la LT CRLH basada en elementos concentrados LC (en lo sucesivo LT CRLH LC) se mostrará efectivamente homogénea ante la onda electromagnética.

Se puede obtener la relación de dispersión LC aplicándole a la celda unidad condiciones de contorno periódicas (PBCs) relativas al teorema de Bloch-Floquet, resultando

²⁶ Se considera efectivamente homogénea cuando una onda electromagnética no “ve” discontinuidades en la estructura, debido a que la longitud de onda guiada es mucho mayor que dichas discontinuidades.

²⁷ Las dimensiones físicas de la celda unidad LC depende de la tecnología empleada.

$$\beta(\omega) = \frac{1}{p} \cos^{-1} \left(1 + \frac{ZY}{2} \right) \quad (2.39)$$

donde la impedancia serie (Z) y la admitancia paralelo (Y) vienen dadas por

$$Z(\omega) = j \left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right) \quad Y(\omega) = j \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right) \quad (2.40)$$

Teniendo en cuenta que la longitud eléctrica de la celda unidad es pequeña, se puede aplicar la aproximación de *Taylor* $\cos(\beta p) \approx 1 - (\beta p)^2/2$ y (2.39) se convierte en

$$\beta(\omega) = \frac{s(\omega)}{p} \sqrt{\omega^2 L_R C_R + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L} \right)} \quad (2.41)$$

que es idéntica a la relación de dispersión homogénea en (2.27)²⁸. Este resultado demuestra que la LT CRLH LC es equivalente a la LT CRLH homogénea para longitudes eléctricas pequeñas. El diagrama de dispersión para la LT CRLH balanceada y no balanceada se muestra en la Fig. 2.22.

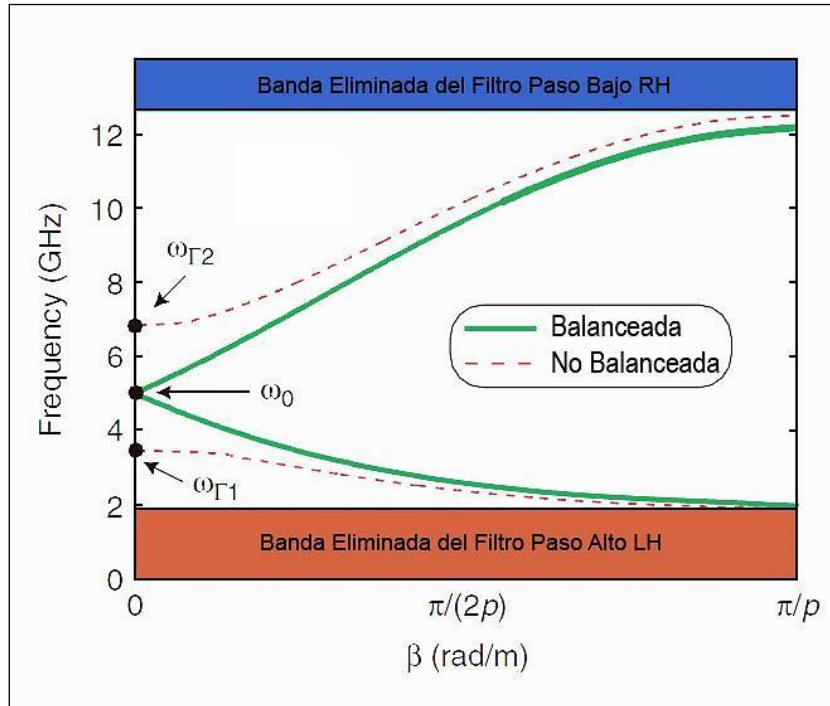


Fig. 2.22. Diagrama de dispersión para la LT CRLH basada en elementos concentrados LC balanceada y no balanceada. Balanceada: $L_R = L_L = 1$ nH, $C_R = C_L = 1$ pF; no balanceada: $C_R = 1$ pF, $C_L = 2$ pF.

Este diagrama muestra que la LT CRLH LC exhibe bandas eliminadas en bajas (del filtro paso-alto LH) y en altas (del filtro paso-bajo RH) frecuencias, algo que no ocurre en la LT CRLH homogénea, que no exhibe ningún comportamiento filtrante. Aunque la LT CRLH LC es esencialmente un filtro paso-banda, el diseño de metamateriales CRLH tiene poco que ver con el diseño de filtros por diversas razones. Primero, las

²⁸ Con $L'_R = L_R/p$, $C'_R = C_R/p$, $L'_L = L_L \cdot p$ y $C'_L = C_L \cdot p$.

estructuras CRLH se diseñan generalmente para conseguir respuestas en fase específicas, mientras que los filtros se diseñan generalmente para conseguir especificaciones en módulo. Segundo, como ya se comentó anteriormente, la celda unidad de un metamaterial CRLH tiene que satisfacer la condición de homogeneidad, $|\Delta\phi| < \pi/2$, mientras que los filtros convencionales habitualmente no necesitan satisfacer esta condición. Además, los filtros convencionales son unidimensionales, mientras que los metamateriales pueden ser de 1, 2 o 3 dimensiones.

ESTUDIO DE LA FASE DE LAS LTs CRLH LC

Línea LH y línea RH

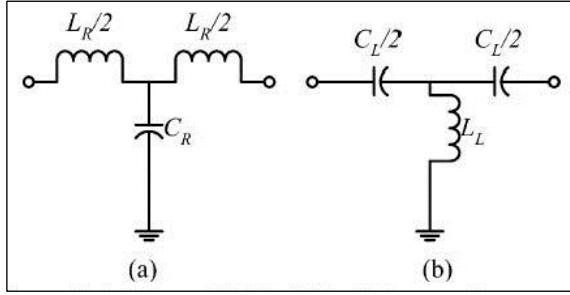


Fig. 2.23. Celdas en T de LTs artificiales LC RH y LH. (a) LT RH. (b) LT LH.

Las celdas unidad de la implementación LC de las líneas PRH y PLH son las que se muestran en la Fig. 2.23. Las líneas efectivamente homogéneas se obtienen implementando N celdas unidad en cascada, ya que como se ha comentado con anterioridad, cada celda debe tener una longitud eléctrica muy baja para cumplir con la condición de homogeneidad.

Las respuestas en fase de las dos celdas unidad RH y LH de la Fig. 2.23. son

$$\phi_{R,unidad} = -\arctan \left[\frac{\omega \left(C_R Z_{0R} + \frac{L_R}{Z_{0R}} - \omega^2 \frac{C_R L_R^2}{4 Z_{0R}} \right)}{(2 - \omega^2 C_R L_R)} \right] < 0 \quad (2.42)$$

$$\phi_{L,unidad} = -\arctan \left[\frac{\omega \left(C_L Z_{0L} + \frac{L_L}{Z_{0L}} - \frac{1}{4 \omega^2 C_L Z_{0L}} \right)}{(1 - 2 \omega^2 C_L L_L)} \right] > 0 \quad (2.43)$$

donde los subíndices R y L se refieren a RH y LH respectivamente, y Z_{0R} y Z_{0L} son las impedancias características definidas como

$$Z_{0R} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad Z_{0L} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad (2.44)$$

y las respuestas en fase de las líneas son

$$\phi_R = N \phi_{R,unidad} \quad (2.45)$$

$$\phi_L = N \phi_{L,unidad} \quad (2.46)$$

Suponiendo que se cumple la condición de homogeneidad, la respuesta en fase de las líneas se puede simplificar a las siguientes expresiones

$$\phi_{RH} \approx -N2\pi f\sqrt{L_R C_R} \quad \phi_{LH} \approx \frac{N}{2\pi f\sqrt{L_L C_L}} \quad \phi_C = \phi_{RH} + \phi_{LH} \quad (2.47)$$

La línea RH tiene una respuesta en fase negativa (retardo) proporcional a $\sqrt{L_R C_R}$, mientras que la LH la tiene positiva (adelanto) inversamente proporcional a $\sqrt{L_L C_L}$.

Línea CRLH

La respuesta en fase de una línea CRLH homogénea ideal se muestra en la Fig. 2.24, la cual es una superposición de las respuestas en fase de las líneas LH y RH ideales. A bajas frecuencias, la curva de fase CRLH se separa de la curva de fase RH porque las inmitancias L_R y C_R son despreciables, las cuales de acuerdo con (2.42) se corresponden con la respuesta positiva de fase (adelanto de fase). A frecuencias altas, ocurre lo contrario, la curva de fase CRLH se separa de la curva de fase LH porque las inmitancias L_L y C_L son despreciables, las cuales de acuerdo con (2.43) se corresponden con la respuesta negativa de fase (retraso de fase). Como consecuencia, la curva de fase CRLH cruza el eje de fase cero²⁹ con un desplazamiento de frecuencia en comparación con la línea RH que tiene fase cero en continua.

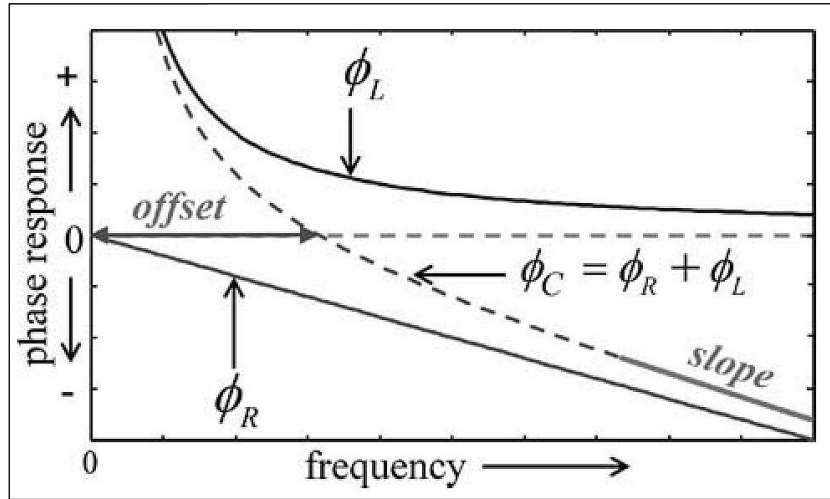


Fig. 2.24. Respuestas típicas de fase de LTs ideales RH, LH y CRLH.

El desplazamiento del punto de longitud eléctrica cero proporciona un grado adicional de libertad con respecto a la línea RH, en la cual solo puede ser controlada la pendiente de fase. Por lo tanto, la curva de fase CRLH puede conseguir el par de fases deseado a un par de frecuencias arbitrario para usos de banda dual. La LT CRLH LC tiene sus frecuencias de corte LH y RH en

$$f_c^{LH} = \frac{1}{4\pi\sqrt{L_L C_L}} \quad f_c^{RH} = \frac{1}{\pi\sqrt{L_R C_R}} \quad (2.48)$$

²⁹ En ese punto la línea presentaría longitud eléctrica cero.

LT CRLH $\lambda/4$ DE BANDA DUAL

Supongamos que tenemos interés en líneas de doble frecuencia con longitud eléctrica $\pm \lambda/4$ a las frecuencias de trabajo. Como la respuesta en fase de la LT RH (ver Fig. 2.25) es una línea recta que parte del origen de coordenadas³⁰, f_1 a -90° establece la pendiente de la recta y con ella la siguiente frecuencia utilizable, $3f_1$ a -270° . Sin embargo, las LTs CRLH se pueden diseñar con dos frecuencias de trabajo arbitrarias gracias al grado de libertad adicional que presentan, tal y como se ha explicado con anterioridad.

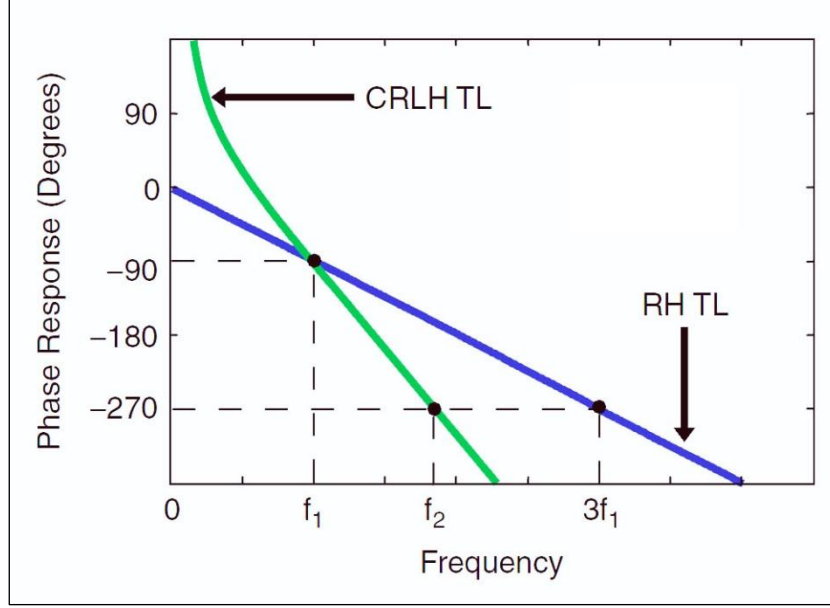


Fig. 2.25. Respuestas de fase de la LT RH y la LT CRLH, ambas con longitudes eléctricas de 90° a la frecuencia f_1 .

Diseño arbitrario de banda dual

La respuesta en fase de la LT CRLH $\lambda/4$ puede expresarse como

$$\phi_c(f_1) = -\frac{\pi}{2} \quad \phi_c(f_2) = -\frac{3\pi}{2} \quad (2.49)$$

con

$$f_2 = \alpha f_1 \quad (2.50)$$

donde α no es necesariamente un número entero. Partiendo de (2.47) y (2.49) podemos obtener las siguientes expresiones aproximadas

$$-Pf_1 + \frac{Q}{f_1} \approx -\frac{\pi}{2} \quad -Pf_2 + \frac{Q}{f_2} \approx -\frac{3\pi}{2} \quad (2.51)$$

con

$$P = 2\pi N \sqrt{L_R C_R} \quad Q = \frac{N}{2\pi \sqrt{L_L C_L}} \quad (2.52)$$

³⁰ Longitud eléctrica cero a frecuencia cero (continua). Se asume un medio no dispersivo.

Implementación

En la Fig. 2.26 se muestra una fotografía y el esquemático de una línea CRLH [40]. La sección LH consiste en dos celdas unidad en T con condensadores en serie de valor C_L y bobinas en paralelo de valor L_L , que se implementan con componentes SMD³¹. Aquí, las secciones RH son dos simples líneas $\mu strip$ a cada lado de la sección LH. Si se desea obtener un diseño más compacto, las secciones RH se podrían implementar también con componentes SMD.

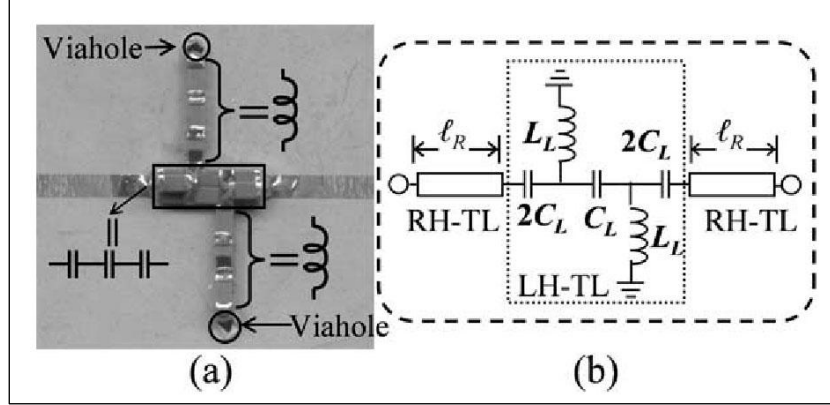


Fig. 2.26. Fotografía y esquemático de la LT CRLH usada para el diseño propuesto en [40].

El procedimiento de síntesis propuesto en [40] para un par de frecuencias arbitrarias f_1 y f_2 es el siguiente:

- 1) Para f_1 y f_2 dados, despejar P y Q de (2.51) para obtener

$$P_1 = \frac{\pi 3f_2 - f_1}{2 f_2^2 - f_1^2} \quad (2.53)$$

$$Q_1 = \frac{\pi 3(f_1 - f_2)f_1f_2}{2 f_2^2 - f_1^2} \quad (2.54)$$

- 2) Escoger N de forma que se satisfaga la condición de homogeneidad, $\phi_{L,unidad} < \pi/2$, así partiendo de (2.46) se obtiene que $N > 2\phi_{L,unidad}/\pi$.
- 3) Usar Q y N sobre (2.52) para determinar el producto $L_L C_L$.
- 4) Resolver en (2.44) con el producto $L_L C_L$ y Z_{0L} para obtener

$$L_L = Z_{0L} \sqrt{L_L C_L} \quad C_L = \frac{\sqrt{L_L C_L}}{Z_{0L}} \quad (2.55)$$

- 5) Usar Pf_1 o Pf_2 para obtener la longitud eléctrica de la línea RH, y después, su longitud física ℓ_R utilizando formulas estándar o un calculador de líneas $\mu strip$.

³¹ Surface Mounting Device – Componente de montaje superficial.

- 6) Calcular f_c^{LH} con (2.48). Si $f_c^{LH} < f_i$, el proceso de diseño ha terminado. Si es mayor, elegir una N mayor en el paso 2) y repetir los pasos del 3) al 6).

En la práctica, la SRF^{32} de los chips SMD y los efectos parásitos de soldaduras y vías suponen un límite en la frecuencia superior para el diseño. De todos modos, el efecto de la SRF es el dominante en este tipo de diseños.

APLICACIÓN PRÁCTICA DE LAS LTs CRLH LC

Las LTs CRLH de banda dual pueden ser empleadas en aplicaciones de onda guiada, onda radiada y onda refractada. Dentro de las primeras, pueden ser empleadas para diseñar acoplos directivos, que son uniones no disipativas y no degeneradas de cuatro guías de onda. Dentro de los acoplos directivos, hay dos circuitos ampliamente utilizados que son el *Branch Line* (BLC), en el cual las puertas transmitida y acoplada presentan cuadratura de fase, y el *Rat Race* (RRCs) o T mágica impresa, en cuyo caso las puertas transmitida y acoplada presentan oposición de fase. Los BLC y RRC fabricados con líneas $\lambda/4$ convencionales, comúnmente conocidas como *right-handed* o “a derechas” (RH), solo funcionan a su frecuencia fundamental y a sus armónicos impares. La segunda frecuencia de trabajo de un acoplo directivo de microondas es habitualmente el primer armónico impar ($3f_i$). Por esto, las líneas RH no son prácticas en configuraciones de banda dual ya que los estándares inalámbricos suelen utilizar frecuencias de trabajo próximas. Esta limitación puede superarse implementando componentes constituidos con LTs CRLH. De este modo la segunda frecuencia no tiene por qué ser necesariamente tan alta como $3f_i$. La línea $\lambda/4$ es una parte fundamental de circuitos resonantes de microondas como el BLC o el RRC. Por lo tanto, la segunda frecuencia de trabajo de los circuitos puede ser diseñada arbitrariamente reemplazando sus líneas $\lambda/4$ RH por líneas CRLH.

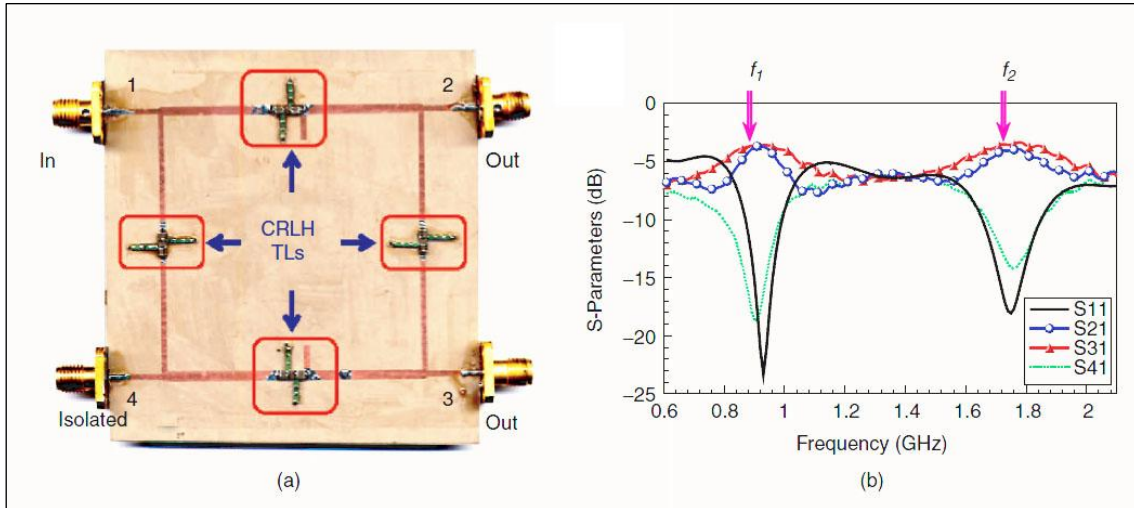


Fig. 2.27. BLC de banda dual propuesto en [42]. (a) Fotografía del circuito implementado con TLs CRLH. (b) Medida de sus Parámetros S.

³² *Self Resonance Frequency* – Frecuencia de autoresonancia.

La Fig. 2.27(a) muestra un BLC basado en CRLH con frecuencias de trabajo en $f_1 = 930$ MHz y $f_2 = 1.780$ MHz y con desfases de 90° y 270° respectivamente. Las LTs CRLH se implementaron con componentes SMD. La respuesta en módulo se muestra en la Fig. 2.27(b), donde se observa que el módulo de los parámetros de transmisión y acoplo, $|S_{21}|$ y $|S_{31}|$, tiene un valor de aproximadamente -3 dB a las dos frecuencias de trabajo.

En general, este concepto de banda dual CRLH puede ser aplicado a cualquier componente de microondas (desplazadores de fase, redes de adaptación, baluns, etc).

ESTUDIO SOBRE EL D-CRLH Y SU APLICACIÓN EN LA CONSTRUCCIÓN DE METAMATERIALES

La Fig. 2.28 muestra el modelo circuital equivalente de las líneas de transmisión PRH, PLH, CRLH y D-CRLH³³. En esta última, la inmitancia serie o impedancia es un tanque LC en paralelo y su inmitancia paralela o admitancia es un tanque LC en serie. Esta configuración es por lo tanto la dual del CRLH convencional explicado anteriormente.

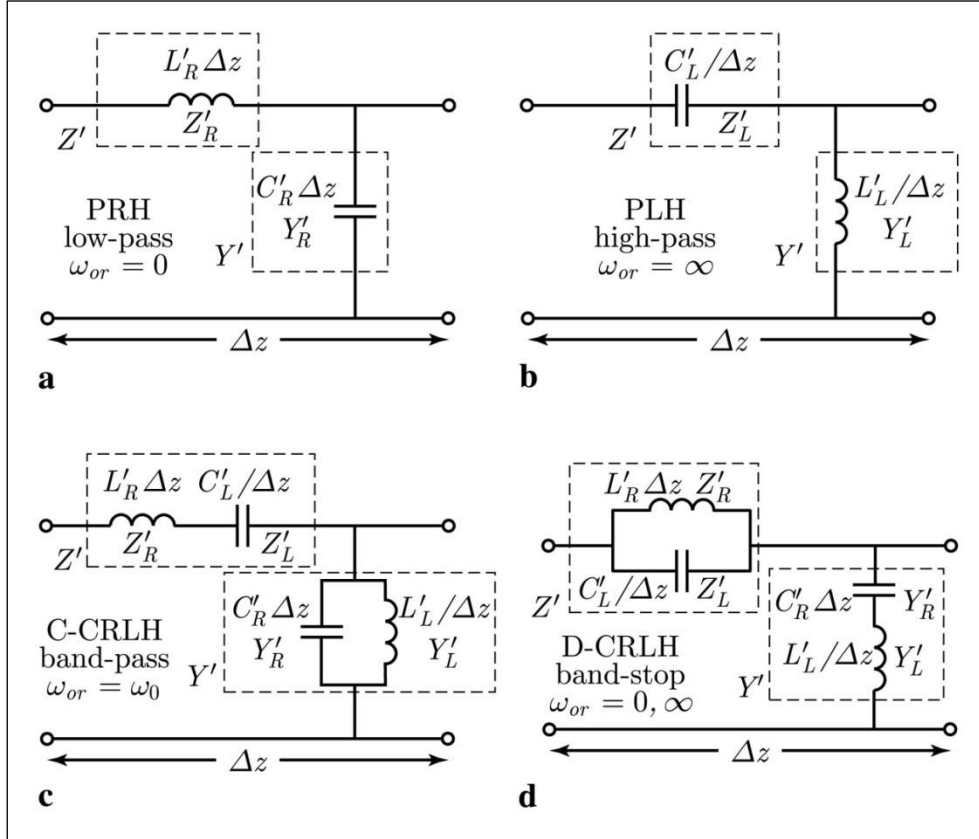


Fig. 2.28. Modelo homogéneo de diferentes LTs metamateriales. (a) Puramente “a derechas” (PRH). (b) Puramente “a izquierdas” (PLH). (c) CRLH convencional. (d) CRLH Dual (D-CRLH). Los subíndices R y L se refieren a RH y LH, y las comillas indican las reactancias por unidad de longitud (*per-unit-length* – p.u.l.) RH o por unidad de longitud inversa (*times-unit-length* – t.u.l.) LH, relacionadas con las inmitancias p.u.l. Z' y Y' . La longitud incremental Δz ha de ser mucho más pequeña que la longitud de onda guiada λ_g , $\Delta z \ll \lambda_g$.

Las configuraciones de la Fig. 2.28 representan tanto el modelo de circuito infinitesimal para un medio homogéneo en el caso ($\Delta z / \lambda_g \rightarrow 0$), como la celda unidad de una red LC, en el caso ($0 < \Delta z / \lambda_g \ll 1$, como mínimo $\Delta z / \lambda_g < 1/4$), con $L'_R = L_R / \Delta z$, $C'_R = C_R / \Delta z$, $L'_L = L_L \cdot \Delta z$, $C'_L = C_L \cdot \Delta z$. Las comillas indican que la magnitud es por unidad de longitud (p.u.l) de forma directa en el caso RH e inversa (t.u.l) en el LH. Aunque no existe en la naturaleza un medio uniforme de este tipo, la configuración de la Fig. 2.28(d) proporciona una simple y profunda comprensión de las propiedades de una estructura D-CRLH real. Un análisis más detallado de la implementación artificial de la red LC proporcionaría información sobre los efectos de filtrado y creación de bandas.

³³ Dual-CRLH – El dual del CRLH convencional.

La propiedad más fundamental del D-CRLH se puede extraer de la siguiente observación en relación con las impedancias $Z_R = j\omega L_R$, $Z_L = 1/(j\omega C_L)$ y las admitancias $Y_R = j\omega C_R$, $Y_L = 1/(j\omega L_L)$. A bajas frecuencias, $Z_R \ll Z_L$ y $Y_R \ll Y_L$, por lo que las componentes dominantes son L_R y C_R y la línea es por lo tanto RH. En contraste, a frecuencias altas, $Z_R \gg Z_L$ y $Y_R \gg Y_L$, por lo que las componentes dominantes son L_L y C_L y la línea es por tanto LH. El D-CRLH por tanto exhibe una banda RH de baja frecuencia y una banda LH de alta, justo el opuesto al comportamiento de las líneas CRLH convencionales.

Al igual que las estructuras CRLH convencionales, las estructuras D-CRLH pueden ser implementadas en varias tecnologías planares compatibles con circuitos integrados de microondas.

MEDIO D-CRLH HOMOGÉNEO

La constante de propagación compleja γ , con su factor de atenuación α y constante de propagación β , y la impedancia característica compleja Z_0 para un medio D-CRLH uniforme se obtienen sustituyendo las inmitancias por unidad de longitud (ver Fig. 2.28(d))

$$Z' = \frac{j\omega L'_R}{1 - (\omega/\omega_{se})^2} \quad \omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}} \quad (2.56)$$

$$Y' = \frac{j\omega C'_R}{1 - (\omega/\omega_{sh})^2} \quad \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \quad (2.57)$$

y se corresponden con los parámetros constitutivos equivalentes $\mu(\omega) = Z'/j\omega$ y $\epsilon(\omega) = Y'/j\omega$, obteniendo las expresiones

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) = \sqrt{Z'Y'} \quad (2.58)$$

$$Z_0(\omega) = Z_{0r}(\omega) + jZ_{0i}(\omega) = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} \quad (2.59)$$

Esto conduce a

$$\gamma(\omega) = \frac{js(\omega)\omega\omega'_L}{\sqrt{\omega^4 - (\omega_{se}^2 + \omega_{sh}^2)\omega^2 + \omega_{se}^2\omega_{sh}^2}} \quad \text{con} \quad \omega'_L = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_L}} \quad (2.60)$$

$$Z_0(\omega) = Z_R \sqrt{\frac{1 - (\omega/\omega_{sh})^2}{1 - (\omega/\omega_{se})^2}} \quad \text{con} \quad Z_R = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}}, \quad Z_L = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \quad (2.61)$$

donde $s(\omega)$ es la función signo (± 1) dado que la relación de dispersión es positiva (RH) para bajas frecuencias y negativa (LH) para altas. El estudio de Z_0 revela que $Z_0(\omega_{se}) = \infty$ y $Z_0(\omega_{sh}) = 0$, lo cual proporciona una forma de identificar sin ambigüedades ω_{se} y ω_{sh} mediante la observación de la función $Z_0(\omega)$.

En el caso balanceado

$$\omega_{se} = \omega_{sh} = \omega_0 \quad \leftrightarrow \quad L'_R C'_L = L'_L C'_R \quad (2.62)$$

que se define de forma idéntica para el CRLH convencional, las expresiones de (2.60) y (2.61) se reducen a

$$\beta(\omega) = \frac{\omega\omega'_L}{\omega_0^2 - \omega^2}, \quad \alpha = 0 \quad (2.63)$$

$$Z_{0r} = Z_R(const.), \quad Z_{0i} = 0 \quad (2.64)$$

donde se ha escogido el signo apropiado para β . Se ha visto que β exhibe un polo a la frecuencia de transición ω_0 entre las bandas RH y LH, sin separación entre ellas (como si ocurría en el caso del CRLH convencional no balanceado). Cabe destacar que Z_0 es independiente de la frecuencia, permitiendo adaptación de banda ancha a puertos de 50Ω .

LÍNEA D-CRLH MEDIANTE RED LC

Se considerará ahora la implementación práctica artificial LC de la línea de transmisión ideal homogénea D-CRLH descrita en la anterior sección. Dicha implementación precisa de bobinas (L_R, L_L) y condensadores (C_R, C_L) reales, sean en chip o impresos, parte de los cuales (especialmente los elementos RH) son proporcionados por parásitos electromagnéticos. La red LC representa una buena aproximación al medio uniforme en una banda restringida de frecuencia donde exista uniformidad electromagnética ($\Delta z \ll \lambda_g$). Para obtener características de transmisión óptimas, el circuito de la Fig. 2.28(d) en la práctica se realiza simétrico (en red T o red Π con $Z/2$ o $Y/2$ en cada puerto, respectivamente).

Las bobinas y condensadores SMD necesariamente combinan sus reactancias provocando resonancias a ciertas frecuencias de corte que generan bandas de paso y eliminadas. Por tanto, las redes LC D-CRLH, igual que cualquier línea de transmisión artificial, exhibe propiedades filtrantes. Mientras que las líneas PRH, PLH y CRLH convencionales son paso-bajo, paso-alto, paso-banda respectivamente, las líneas D-CRLH son en esencia de banda-eliminada. Se podrían establecer de forma natural analogías entre la teoría metamaterial de líneas de transmisión y la teoría convencional de filtros. Sin embargo, hay que dejar claro que si línea de transmisión metamaterial es siempre un filtro, el inverso no es cierto; los filtros convencionales generalmente no son estructuras electromagnéticamente uniformes, y puesto que la uniformidad es un requisito esencial para los efectos metamateriales, no presentan propiedades metamateriales. Sin embargo, las exóticas propiedades de las estructuras metamateriales pueden ser explotadas para diseñar filtros, donde el rango de operación va más allá del rango de frecuencia metamaterial.

Las frecuencias de corte de la banda-eliminada del D-CRLH pueden calcularse a partir de la impedancia local. El resultado es

$$\omega_{c,L/R} = \omega_0 \sqrt{\frac{[k + 1/(2\omega_R)^2]\omega_0^2 \pm \sqrt{[k + 1/(2\omega_R)^2]^2\omega_0^4 - 4}}{2}} \quad (2.65)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{se}\omega_{sh}}, \quad k = L_R C_L + L_L C_R, \quad \omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (2.66)$$

donde el signo positivo es para el corte paso-alto LH ω_{cL} y el signo menos es para el corte paso-bajo RH ω_{cR} , siendo $\omega_{cR} < \omega_{cL}$. Bajo la condición de balance ($\omega_{se} = \omega_{sh}$), (2.65) y (2.66) se reducen a

$$\omega_{c,L/R} = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{8\omega_R} \pm \sqrt{\frac{\omega_L}{4\omega_R}} \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{16\omega_R}}} \quad (2.67)$$

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} \quad (2.68)$$

donde se aprecia que $\lim_{L_L C_L \rightarrow \infty} \omega_{c,L} = \lim_{L_R C_L \rightarrow 0} \omega_{c,R} = \omega_0$. Esto indica que una estructura práctica D-CRLH siempre presenta un *gap* entre los rangos RH y LH resultante de los efectos filtrantes de la implementación LC, dado que es imposible conseguir en la práctica las reactancias indicadas en el límite anterior para cerrar el *gap*.

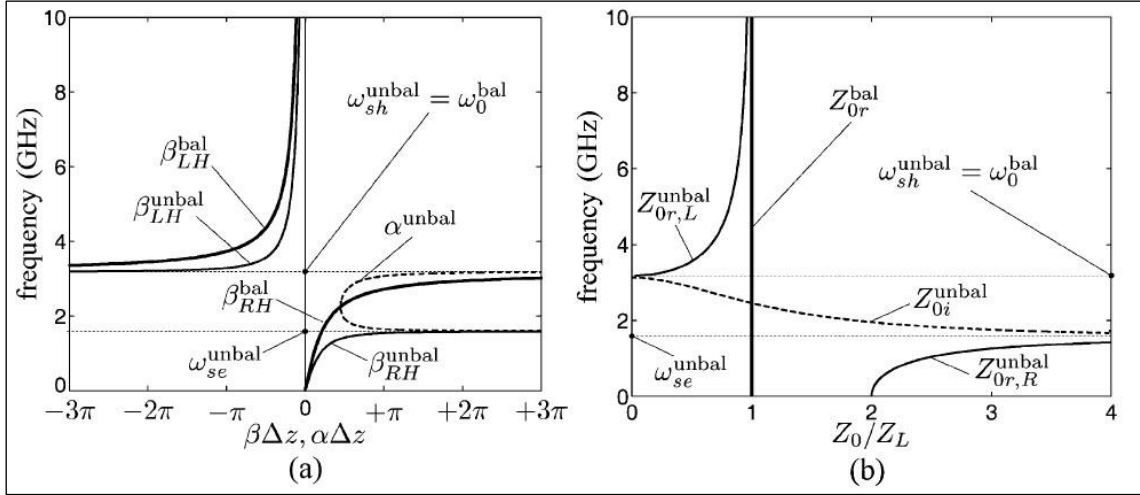


Fig. 2.29. Características del medio D-CRLH uniforme. (a) Diagrama de dispersión y atenuación calculado mediante (2.60) o (2.63). (b) Impedancia característica calculada mediante (2.61) o (2.64). Los parámetros utilizados son $L'_R = 5$ nH/mm, $C'_R = 1$ pF·mm, $L'_L = 25$ nH/mm, $C'_L = 2$ pF·mm ($f_{se} = 1,59$ GHz, $f_0 = 2,25$ GHz, $f_{sh} = 3,18$ GHz, $Z_R = 70,71 \Omega$, $Z_L = 35,36 \Omega$) para el caso no balanceado y $L'_R = 2,5$ nH/mm, $C'_R = 1$ pF·mm, $L'_L = 2,5$ nH/mm, $C'_L = 1$ pF·mm ($f_{se} = f_0 = f_{sh} = 3,18$ GHz, $Z_R = Z_L = 50 \Omega$) para el caso balanceado.

Por conveniencia tanto computacional como de fabricación, las estructuras metamateriales deberían diseñarse periódicas.

Análisis de dispersión, impedancia y filtrado

La Fig. 2.29 muestra los típicos diagramas de dispersión/atenuación y las curvas de la impedancia característica para el medio D-CRLH uniforme. En el caso no balanceado, existe un *gap* delimitado por las resonancias ω_{se} y ω_{sh} entre la banda RH de baja frecuencia y la banda LH de alta; en la banda-eliminada la impedancia característica es imaginaria pura y la atenuación exhibe polos en ω_{se} y ω_{sh} , circunstancias que pueden deducirse mediante la observación de (2.60). En el caso balanceado, la anchura del *gap* tiende a cero como consecuencia del hecho de que ω_{se} y ω_{sh} se unen en la frecuencia de transición ω_0 , pero la función $\beta(\omega)$ es discontinua en ese punto; adicionalmente la impedancia es puramente real e independiente de la frecuencia, permitiendo adaptación en banda ancha.

La Fig. 2.30 muestra las características de la implementación mediante red LC del medio uniforme D-CRLH de la Fig. 2.29. La diferencia más evidente es que el *gap* entre las bandas RH y LH no está delimitado por ω_{se} y ω_{sh} sino por las frecuencias de corte ω_{cR} y ω_{cL} , las cuales siempre siguen la secuencia $\omega_{cR} < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \leq \omega_0 \leq \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) < \omega_{cL}$. Por consiguiente, en contraste con el CRLH convencional, el D-CRLH siempre presenta un *gap* entre las bandas RH y LH, incluso en el caso balanceado. Mientras que el D-CRLH no posee la propiedad de balanceo sin *gap* ni la λ_g infinita del CRLH convencional, proporciona otras propiedades como la propagación desde continua hasta muy altas frecuencias (ignorando los parásitos, la banda se extendería hasta infinito).

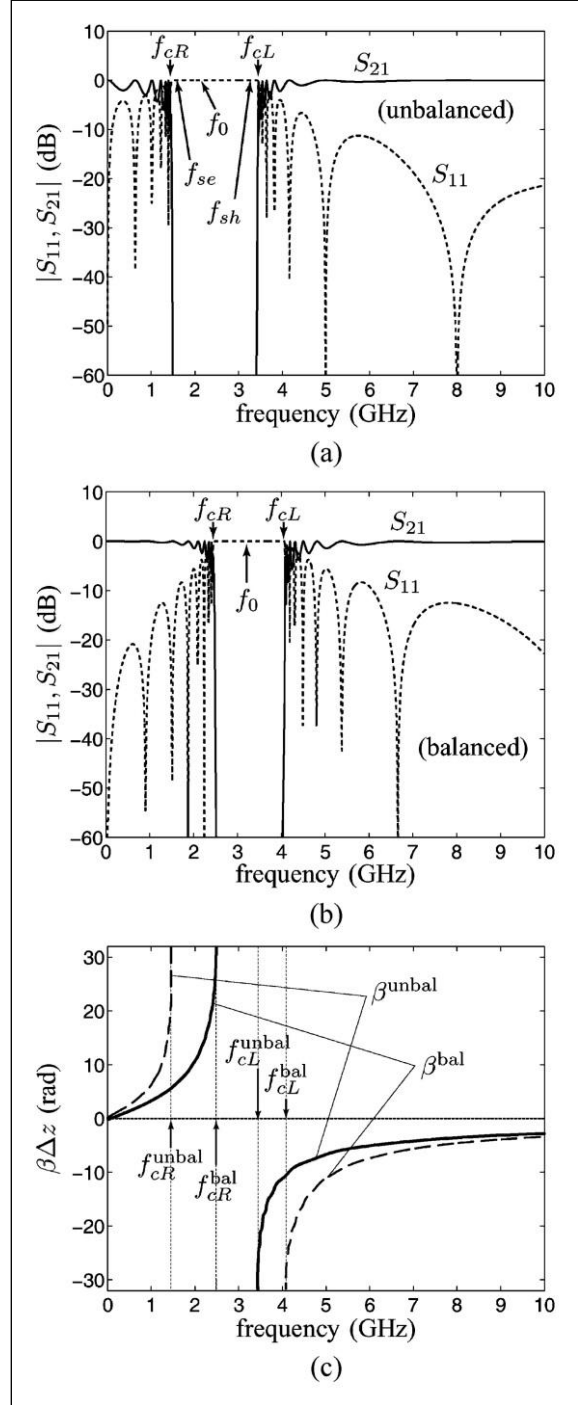


Fig. 2.30. Características de la red LC D-CRLH ($N = 10$ celdas unidad) con los mismos parámetros que en la Fig. 2.29 con $\Delta z = 1$ mm. (a) Parámetros S, caso no balanceado ($f_{cR} = 1,48$ GHz, $f_{se} = 1,59$ GHz, $f_0 = 2,25$ GHz, $f_{sh} = 3,18$ GHz, $f_{cL} = 3,43$ GHz). (b) Parámetros S, caso balanceado ($f_{cR} = 2,49$ GHz, $f_{se} = f_0 = f_{sh} = 3,18$ GHz, $f_{cL} = 4,08$ GHz). (c) Curva de dispersión (balanceado y no balanceado) obtenida mediante $\beta = [\varphi^{\text{desenvuelta}}(S_{21}) + 2m_0\pi]/\Delta z$ ($m_0 \in \mathbb{Z}$).

Implementación y demostración experimental de una LT D-CRLH

La Fig. 2.31 muestra la estructura LT D-CRLH que se propuso en [46], que es una configuración multicapa constituida por dos sustratos y tres capas metalizadas. Las capas metalizadas intermedia y superior incluyen los elementos LC impresos D-CRLH esenciales mientras que la inferior es el plano de masa. Los cuatro parámetros fundamentales LC D-CHRL de la Fig. 2.28(d) pueden ser fácilmente identificados examinando la Fig. 2.31. Las capacitancias C_L y C_R son implementadas en tecnología MIM³⁴ para incrementar la integración y facilitar el diseño, mientras que las inductancias L_L y L_R son implementadas como simples tiras.

La estructura se diseñó con la ayuda de un software comercial MoM³⁵. Los resultados experimentales para la LT D-CRLH de la Fig. 2.31 comparados con valores teóricos para el modelo de circuito LC ideal de la Fig. 2.28(d) se presentan en la Fig. 2.32. La Fig. 2.32(a) muestra los parámetros S, verificando la naturaleza banda-eliminada de la LT D-CRLH. Las leves pérdidas de inserción observadas en el prototipo experimental se deben fundamentalmente a pérdidas por radiación, algo habitual en una estructura abierta como ésta debido a la naturaleza de onda-rápida de la velocidad de fase v_p de la onda ($\beta < k_0$ que induce $v_p > c$). Estas pérdidas por radiación se podrían suprimir apantallando la estructura, convirtiéndola en una configuración *strip-line*.

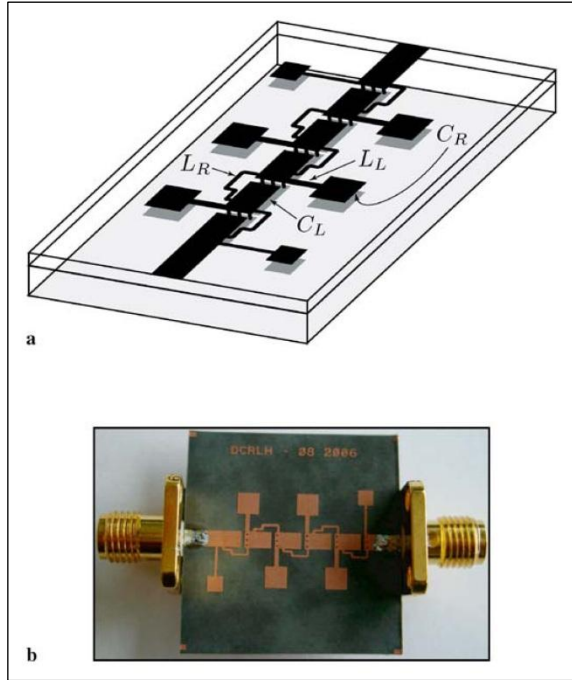


Fig. 2.31. Estructura TL D-CRLH en tecnología μ strip con elementos LC impresos. (a) Vista en perspectiva que muestra las tres capas con metalización, *superior*: puertos μ strip, bobinas serie / paralelo (L_R / L_L) y parches superiores MIM (*metal-insulator-metal*) de los condensadores serie / paralelo (C_L / C_R), *intermedia*: parches que completan los condensadores MIM con los parches de la capa superior (estos parches son en realidad parte de un plano de masa elevado), *inferior*: plano de masa. (b) Prototipo. Ambos sustratos son Duroid 5870 con $\epsilon_r = 2.33$. Los grosores de los sustratos inferior y superior son 20 y 5 mil, respectivamente. La estructura incluye $N = 5$ celdas de tamaño $p = 144$ mil para una longitud total de $l = Np = 720$ mil.

La Fig. 2.32(b) muestra la fase desenvuelta del parámetro de transmisión S_{21} . Mientras que a bajas frecuencias (banda RH D-CRLH) la fase del prototipo experimental se corresponde exactamente con la del modelo ideal de circuito, se observa cierta disparidad en altas frecuencias (banda LH D-CRLH). Este efecto se debe a las contribuciones electromagnéticas parásitas de los elementos concentrados. Tal y como se observa en el gráfico, los parásitos de los condensadores MIM contribuyen en parte a aumentar la pendiente de fase irreal de pendiente cero, y por tanto velocidad de grupo infinita, del modelo LC ideal. El resto de las discrepancias se deben a los efectos distribuidos de las bobinas. Dichas bobinas, modeladas como simples tiras μ strip, tienen un funcionamiento óptimo a bajas frecuencias, pero no tanto cuando aumenta la frecuencia, ya que habría que considerarlas como tramos de líneas de transmisión reales

³⁴ *Metal-Insulator-Metal* – Metal-Aislante-Metal.

³⁵ *Method-of-Moment* – Método de los momentos.

(o como una red de muchas inductancias en serie y capacitancias en paralelo). Reemplazando las tiras de diferente inductancia por líneas de transmisión ideales de la misma longitud se obtiene una curva de fase indistinguible de la experimental, confirmando esta teoría. La Fig. 2.32(c) muestra los diagramas de dispersión de la estructura D-CRLH.

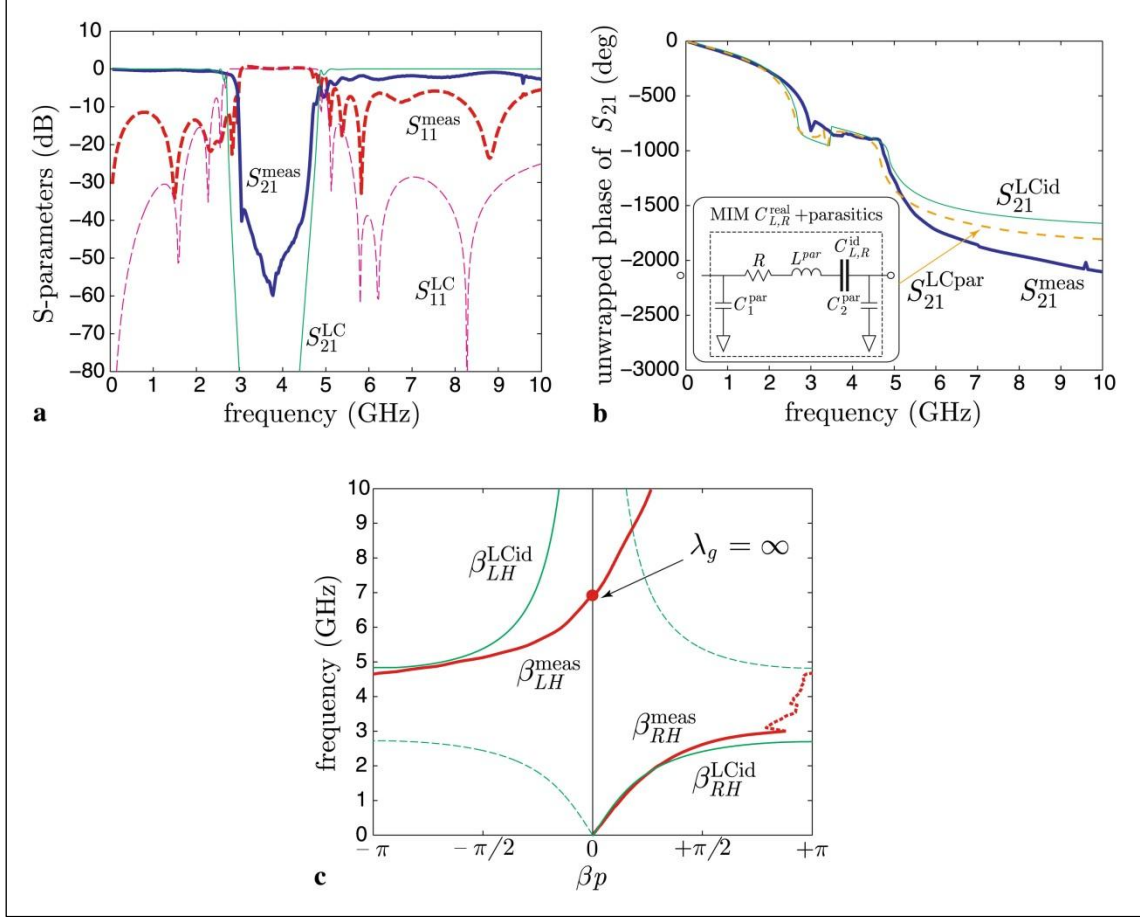


Fig. 2.32. Medida y resultados del modelo de circuito LC de la TL D-CRLH de la Fig. 2.31. Los parámetros del modelo de circuito empleados en el prototipo son $L_R = 2.5$ nH, $C_R = 1$ pF, $L_L = 1.75$ nH, $C_L = 0.85$ pF. (a) Parámetros S. (b) Fase desenvuelta. Se muestra en el interior el modelo de alta frecuencia de los condensadores MIM incluyendo sus parásitos principales, en este caso $L_p = 0.14$ nH, $C_1^{par} = 0.15$ pF, $C_2^{par} = 0.04$ pF y $R = 1$ Ω . Se muestra tanto la curva ideal (id) como la más realista que incluye estos parásitos (par). (c) Diagrama de dispersión, ideal LC y medido.

ESTUDIO SOBRE EL E-CRLH

La Fig. 2.33 muestra el modelo circuital incremental de un prototipo de línea de transmisión metamaterial E-CRLH³⁶, que consiste en la combinación de los prototipos CRLH y D-CRLH. En el caso de un hipotético medio E-CRLH homogéneo³⁷, este prototipo representa el circuito equivalente infinitesimal de la correspondiente LT uniforme, mientras que en el caso de una implementación concentrada metamaterial práctica E-CRLH ($0 < \Delta/\lambda_g < 1$), representa la celda unidad periódicamente repetida en cascada para construir la correspondiente estructura de LT uniforme efectiva. Los parámetros LC por unidad de longitud (expresados con primas) de la idealización homogénea están relacionados con los parámetros LC de la realización concentrada por: $L_R'^{c,d} = L_R^{c,d}/\Delta$, $C_R'^{c,d} = C_R^{c,d}/\Delta$, $L_L'^{c,d} = L_L^{c,d} \cdot \Delta$ y $C_L'^{c,d} = C_L^{c,d} \cdot \Delta$, donde Δ representa la longitud física ocupada por la huella de la celda unidad concentrada.

MEDIO E-CRLH HOMOGÉNEO

A pesar de que no existe en la naturaleza un medio homogéneo E-CRLH para construir con él una línea E-CRLH uniforme, representa una idealización simple y perspicaz de su implementación práctica con elementos concentrados. En el rango de frecuencias de interés, donde $\Delta/\lambda_g \ll 1$, la respuesta de la estructura de elementos concentrados es indistinguible de la de su homólogo homogéneo ideal. Por esta razón, en esta sección se comenzará por una discusión sobre las propiedades principales que presentan los metamateriales E-CRLH en el límite homogéneo.

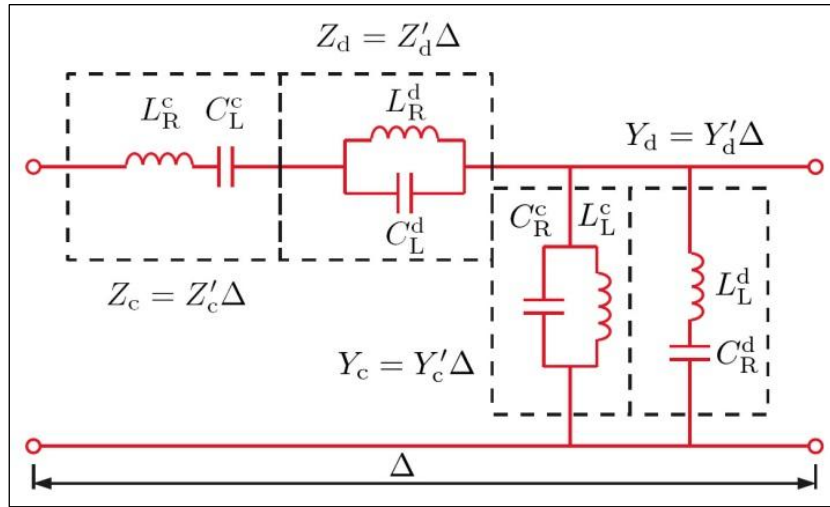


Fig. 2.33. Modelo de circuito incremental para la LT E-CRLH. El superíndice “c” indica CRLH convencional mientras que el superíndice “d” indica D-CRLH (dual). En lo sucesivo, el E-CRLH se indicará con el superíndice “e”.

La impedancia serie Z_e y la admitancia paralelo Y_e de la celda unidad E-CRLH vienen dadas por las siguientes expresiones:

$$Z_e = Z'_e \Delta = Z_c + Z_d = Z'_c \Delta + Z'_d \Delta, \quad \text{con} \quad (2.69)$$

³⁶ *Extended-CRLH* – Consiste en una combinación de CRLH convencional y D-CRLH.

³⁷ ($\Delta/\lambda_g \rightarrow 0$). No existe en la naturaleza pero es útil su idealización.

$$Z'_c = j\omega L'_R \left[1 - \left(\frac{\omega_{se}^c}{\omega} \right)^2 \right], \quad \omega_{se}^c = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}} \quad (2.70)$$

$$Z'_d = \frac{j\omega L'_R}{1 - (\omega/\omega_{se}^d)^2}, \quad \omega_{se}^d = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}} \quad (2.71)$$

$$Y_e = Y'_e \Delta = Y_c + Y_d = Y'_c \Delta + Y'_d \Delta, \quad \text{con} \quad (2.72)$$

$$Y'_c = j\omega C'_R \left[1 - \left(\frac{\omega_{sh}^c}{\omega} \right)^2 \right], \quad \omega_{sh}^c = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}}, \quad (2.73)$$

$$Y'_d = \frac{j\omega C'_R}{1 - (\omega/\omega_{sh}^d)^2}, \quad \omega_{sh}^d = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \quad (2.74)$$

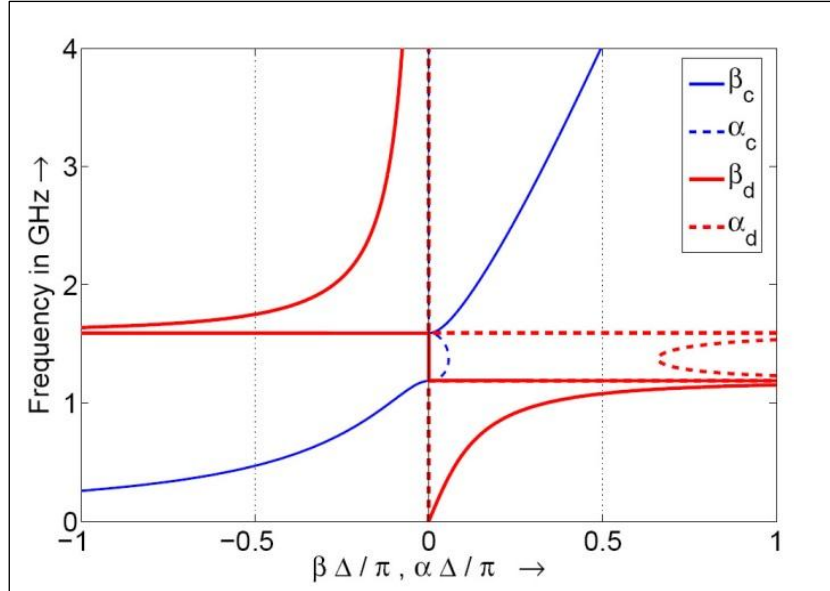


Fig. 2.34. Diagramas de dispersión y atenuación para las TLs CRLH y D-CRLH no balanceadas.

La relación de dispersión/atenuación $k(\omega) = -j\gamma(\omega) = \beta(\omega) - j\alpha(\omega)$ se obtiene entonces de las inmitancias por unidad de longitud de la siguiente manera:

$$k_e = \sqrt{-Z'_e Y'_e} = \sqrt{-Z'_c Y'_c - Z'_d Y'_d - Z'_c Y'_d - Z'_d Y'_c} \quad (2.75)$$

Las funciones para CRLH y D-CRLH representan los casos particulares donde $Z_d = Y_d = 0$ y $Z_c = Y_c = 0$, respectivamente, y son dibujadas en la Fig. 2.34. El CRLH muestra un comportamiento LH a bajas frecuencias y RH a altas, y el D-CRLH justo lo contrario.

El E-CRLH muestra un comportamiento más rico, con dos bandas LH y dos RH, tal y como se muestra en la Fig. 2.35.

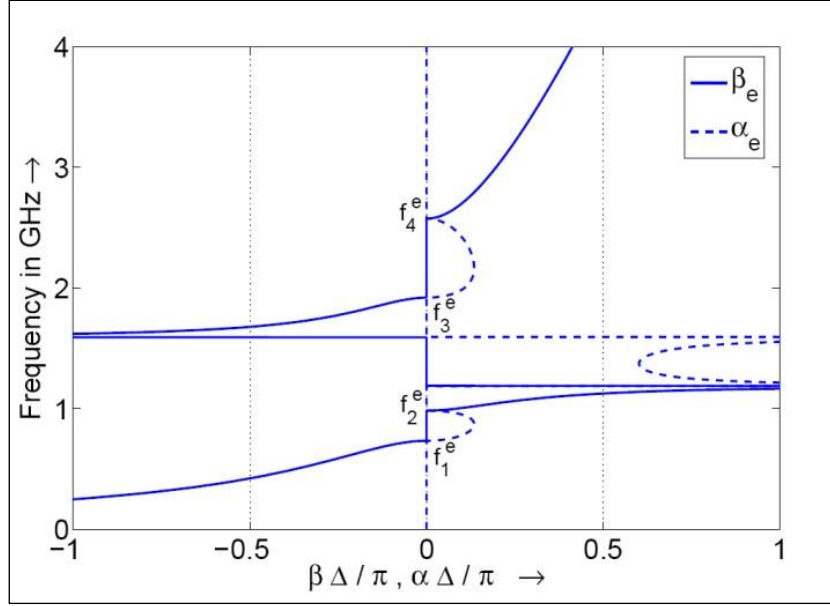


Fig. 2.35. Diagramas de dispersión y atenuación para la TL E-CRLH no balanceada con los parámetros LC $L_R^c = 5$ nH/mm, $C_L^c = 2$ pF·mm, $L_R^d = 5$ nH/mm, $C_L^d = 2$ pF·mm, $L_L^c = 18$ nH/mm, $C_R^c = 1$ pF·mm, $L_L^d = 18$ nH/mm, $C_R^d = 1$ pF·mm. A las cuatro frecuencias de transición LH-RH $f_{1,...,4}^e$, β_e es nula.

Al igual que el en el caso del CRLH y el D-CRLH, el E-CRLH puede ser balanceado, es decir, que puede ser diseñado para tener su función de transmisión continua en frecuencia y velocidades de grupo no nulas a las frecuencias de transición, justo entre las bandas RH y LH. La condición de balance del E-CRLH es triple tal y como se muestra en las siguientes expresiones:

$$\omega_{se}^c = \omega_{sh}^c = \omega_0^c \quad (2.76)$$

$$\omega_{se}^d = \omega_{sh}^d = \omega_0^d \quad (2.77)$$

$$\frac{L_R^d}{L_R^c} = \frac{C_R^d}{C_R^c} \Leftrightarrow \omega_0^c = \omega_0^d \equiv \omega_0 \quad (2.78)$$

En ellas se impone que las cuatro frecuencias de resonancia, ω_{se}^c , ω_{sh}^c , ω_{se}^d y ω_{sh}^d sean iguales. Si esta condición se cumple, la ecuación (2.75) se reduciría a la siguiente expresión puramente real:

$$\beta_e = \frac{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_2^2)}{\omega \cdot \omega_R^c (\omega^2 - \omega_0^2)}, \quad \text{con} \quad \omega_R^c = \frac{1}{\sqrt{L_R^c C_R^c}} \left[\text{rad} \cdot \text{m/s} \right] \quad (2.79)$$

La anterior expresión se muestra en la Fig. 2.36.

Alternativamente, la ecuación (2.79) se puede reformular de la siguiente manera:

$$\beta_e = \beta_c + \beta_d = \frac{(\omega^2 - \omega_0^2)}{\omega \cdot \omega_R^c} - \frac{\omega \cdot \omega_L^d}{\omega^2 - \omega_0^2}, \quad \text{con} \quad \omega_L^d = \frac{1}{\sqrt{L_L^d C_L^d}} \left[\text{rad} \cdot \text{m/s} \right] \quad (2.80)$$

donde la influencia de los elementos LC convencionales y duales se separa en dos constantes de fase superpuestas.

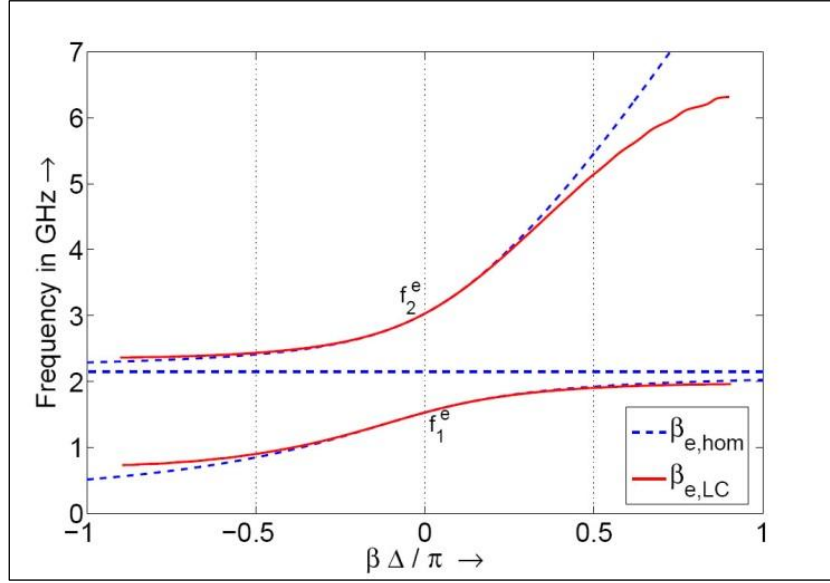


Fig. 2.36. Diagrama de dispersión para la TLH E-CRLH balanceada (línea punteada) y su implementación de elementos concentrados con 10 celdas básicas (de 1 mm de longitud) con los parámetros LC $L_R^c = 3.04$ nH/mm, $C_L^c = 1.8$ pF·mm, $L_R^d = 1.47$ nH/mm, $C_L^d = 3.71$ pF·mm, $L_L^c = 4.5$ nH/mm, $C_R^c = 1.21$ pF·mm, $L_L^d = 9.27$ nH/mm, $C_R^d = 0.59$ pF·mm.

Las dos frecuencias de transición del modo balanceado $\omega_{1,2}^e$ se pueden calcular igualando a cero la ecuación (2.80), con el siguiente resultado:

$$\omega_{1,2}^e = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{\omega_R'^c \omega_L'^d}{4}} \mp \sqrt{\frac{\omega_R'^c \omega_L'^d}{4}}, \quad \text{con} \quad \sqrt{\omega_1^e \omega_2^e} = \omega_0 \quad (2.81)$$

La Fig. 2.36 muestra el diagrama de dispersión del E-CRLH balanceado. Lo más interesante es quizá que muestra dos frecuencias de transición con velocidades de grupo distintas de cero, permitiendo por ejemplo, radiación *leaky-wave* de banda dual, mientras que con CRLH se dispone de una única frecuencia de transición. En el caso del D-CRLH, el fenómeno de propagación con longitud de onda infinita no llega a ocurrir del todo (sin considerar efectos parásitos).

La impedancia característica de la LT E-CRLH viene dada generalmente por

$$Z_0^e = \sqrt{\frac{Z_e'}{Y_e'}} = \sqrt{\frac{L_R'^c}{C_R'^c}} \sqrt{\frac{1 - (\omega_{se}^c/\omega)^2 + \frac{L_R'^d/L_R'^c}{1 - (\omega/\omega_{se}^d)^2}}{1 - (\omega_{sh}^c/\omega)^2 + \frac{C_R'^d/C_R'^c}{1 - (\omega/\omega_{sh}^d)^2}}}. \quad (2.82)$$

En el caso balanceado (2.76)(2.78, se reduce a una expresión puramente real e independiente de la frecuencia, por lo que el comportamiento es de banda completa.

$$Z_0^{e,bal} = \sqrt{\frac{L_R'^c}{C_R'^c}} = \sqrt{\frac{L_L'^c}{C_L'^c}} = \sqrt{\frac{L_R'^d}{C_R'^d}} = \sqrt{\frac{L_L'^d}{C_L'^d}} \quad (2.83)$$

LÍNEA E-CRLH MEDIANTE RED LC

La LT E-CRLH ideal homogénea de la anterior sección puede ser implementada bajo la forma de una red LC con la celda unidad simétrica mostrada en la Fig. 2.37. Debido a la presencia de bobinas y condensadores reales, esta implementación padece resonancias o *Bragg gaps*, además de los gaps ya presentes en el medio para el caso homogéneo no balanceado (ver Fig. 2.35). Por simplicidad, vamos a considerar solo el caso balanceado, que es el más útil en la práctica.

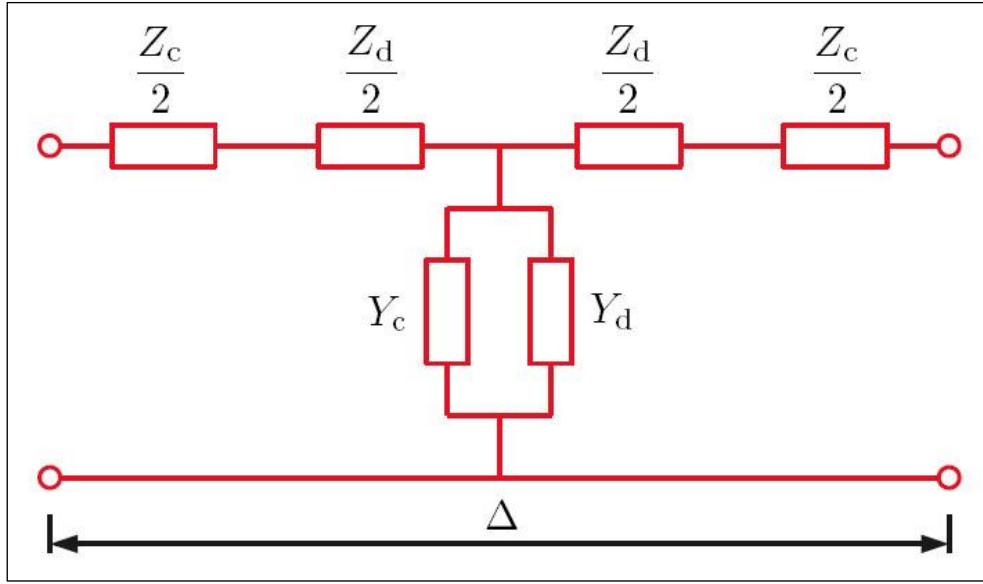


Fig. 2.37. Modelo simétrico en red-T de la celda unidad E-CRLH.

Los parámetros S , dibujados en la Fig. 2.38, muestran la presencia de un gap de baja frecuencia (desde continua) y otro de alta frecuencia (hasta ∞), debidos a la naturaleza paso-banda de los elementos CRLH. La Fig. 2.39 muestra la fase de S_{21} .

La fase del parámetro de transmisión, $\phi[S_{21}]$, mostrada en la Fig. 2.39 se ha utilizado junto con las dos frecuencias de transición calculadas (2.81) para extraer el comportamiento dispersivo de la LT de $N = 10$ celdas ($\beta_e \Delta = -\phi / N + \xi$). Esta función de dispersión se muestra en la Fig. 2.36, donde se aprecia el parecido con la E-CRLH ideal en las cercanías a las dos frecuencias de transición balanceadas (donde $\lambda_e = 2\pi / \beta_e = \infty$ y por lo tanto $\Delta / \lambda_g = 0$).

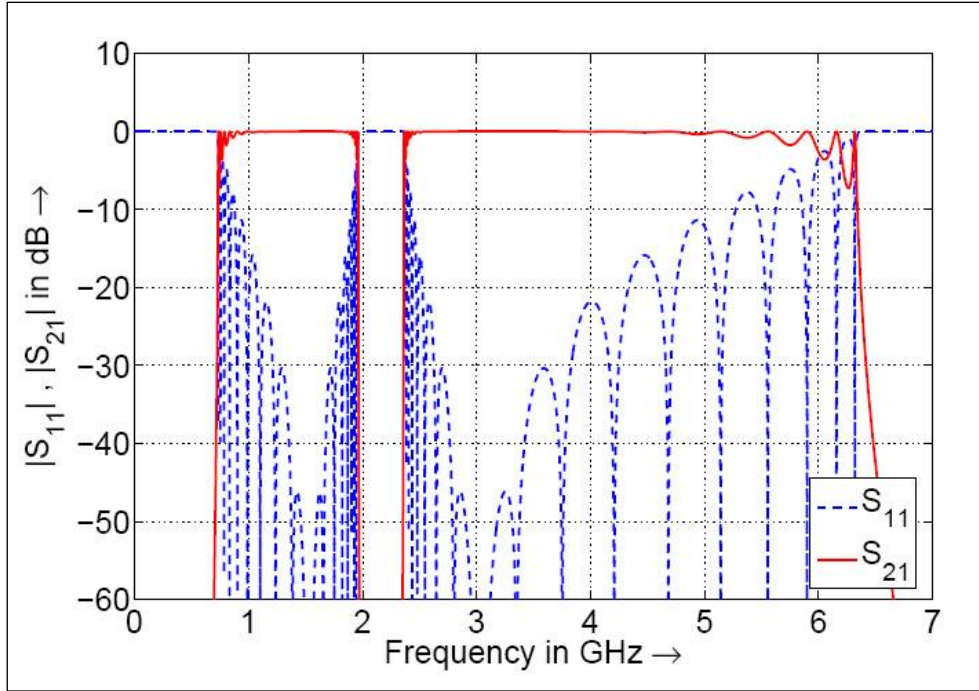


Fig. 2.38. Parámetros S de una LT E-CRLH balanceada formada por 10 celdas unidad T-simétricas con los mismos parámetros que en la Fig. 2.36 con $\Delta=1\text{mm}$.

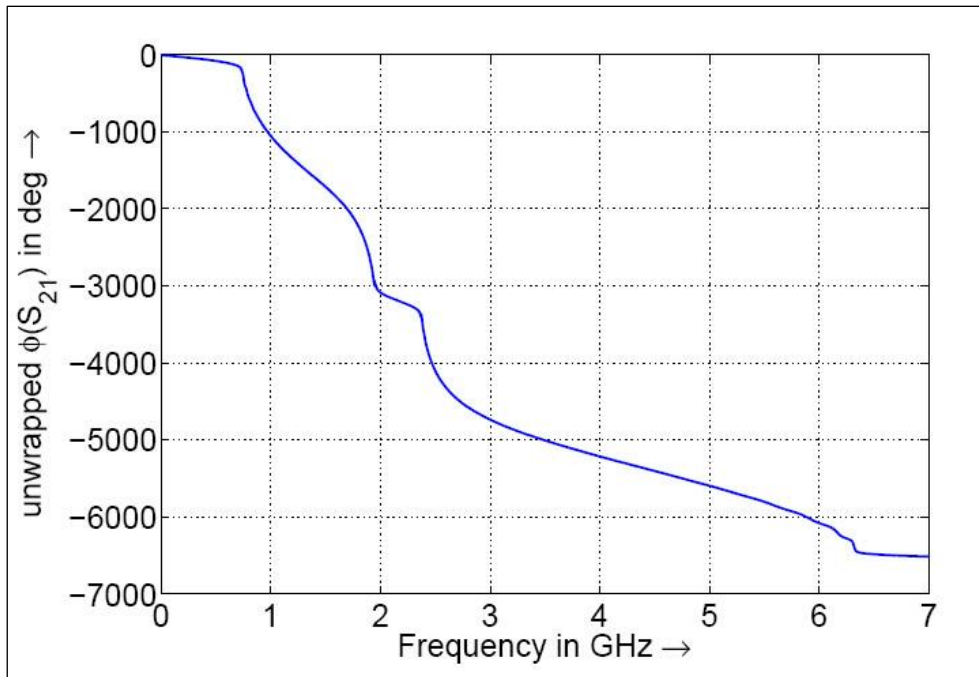


Fig. 2.39. Fase del parámetro S_{12} de una LT E-CRLH formada por diez celdas unidad T-simétricas.

LÍNEA DE TRANSMISIÓN Y STUBS $\lambda/4$ DE BANDA CUÁDRUPLE

El E-CRLH duplica el número de parámetros (8 en vez de 4) comparado con los casos convencional y dual de CRLH, y esos grados de libertad adicionales nos llevan a una propiedad de banda cuádruple intrínseca. En el caso balanceado, hay 3 condiciones para el balance (2.76)(2.78 y una condición adicional para la adaptación a los puertos externos ($Z_0^e = 50 \Omega$ en (2.83)). Esto deja cuatro grados de libertad que pueden ser fácilmente explotados para generar el cuarteto de frecuencias arbitrarias

$$[\beta(\omega_1), \beta(\omega_2), \beta(\omega_3), \beta(\omega_4)] = [\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4].$$

La Fig. 2.40 muestra un *stub* en circuito abierto E-CRLH de banda cuádruple. En la Fig. 2.41 se muestran los parámetros S de la red de dos puertos.

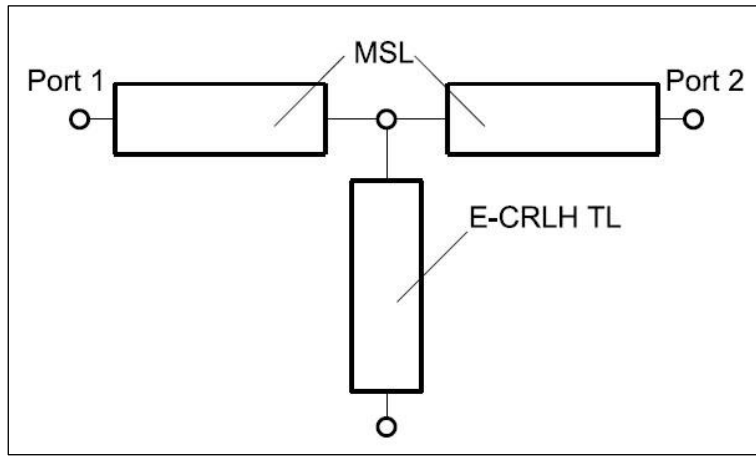


Fig. 2.40. Línea μ strip con un *stub* en circuito abierto E-CRLH en su centro.

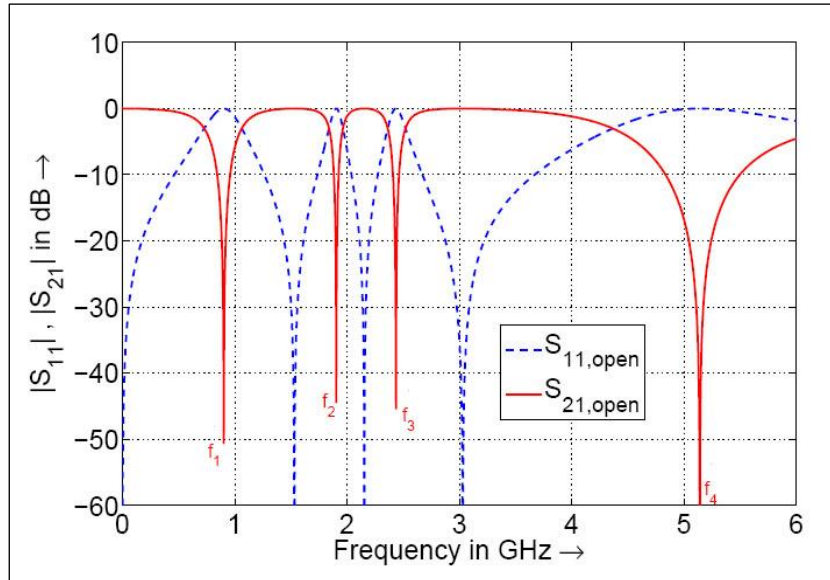


Fig. 2.41. Parámetros S simulados del stub E-CRLH tetrabanda con las frecuencias de paso $f_1 = 900$ MHz, $f_2 = 1900$ MHz, $f_3 = 2.43$ GHz y $f_4 = 5.14$ GHz con la elección de fases $\beta_e(f_1)\Delta = \beta_e(f_3)\Delta = -\pi/2$, $\beta_e(f_2)\Delta = \beta_e(f_4)\Delta = \pi/2$. Los parámetros resultantes son $L_R^c = 3.04$ nH, $C_L^c = 1.8$ pF, $L_R^d = 1.47$ nH, $C_L^d = 3.71$ pF, $L_L^c = 4.5$ nH, $C_R^c = 1.21$ pF, $L_L^d = 9.27$ nH, $C_R^d = 0.59$ pF.

APÉNDICES

APÉNDICE I: CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA TOTAL L DE UN SRR

Asumamos una corriente I en el anillo de la Fig. 2.2. Dado que la coordenada azimutal ϕ no depende del campo y/o la corriente, la energía magnetostática se puede calcular como

$$U_M = \pi \int_0^\infty r A_\phi J_{s,\phi} dr \quad (2.84)$$

donde A_ϕ es la componente azimutal del potencial vector magnético. Integrando por partes y utilizando que

$$B_z = r^{-1} \partial_r (r A_\phi) \quad (2.85)$$

donde B_z es la componente z del campo magnetostático y ∂_r es la derivada parcial con respecto a r , llegamos a que

$$U_M = \pi \int_0^\infty r B_z I(r) dr \quad (2.86)$$

donde $I(r)$ se define mediante (2.14) y (2.15). Dado que las corrientes están restringidas al plano $z = 0$, B_z puede ser derivada a partir del potencial magnético escalar $\psi(r, z)$: $B_z = -\mu_0 \partial_z \psi$. Este potencial magnético escalar debe satisfacer la ecuación de Laplace $\partial_z^2 + r^{-1} \partial_r (r \partial_r \psi) = 0$, sujeto a las siguientes condiciones de contorno:

$$\partial_z \psi(r, 0^+) = \partial_z \psi(r, 0^-) \quad (2.87)$$

$$I(r) = \psi(r, 0^+) - \psi(r, 0^-) \quad (2.88)$$

$$\psi(\infty, z) \equiv \psi(r, \infty) = 0 \quad (2.89)$$

Tomando la transformada de Fourier-Bessel, definida como

$$\tilde{F}(k) = \int_0^\infty r J_0(kr) F(r) dr \quad (2.90)$$

el problema de arriba se resuelve analíticamente para $\tilde{\psi}(k, z)$ el cual resulta ser igual a

$$\tilde{\psi}(k, z) = \pm \frac{1}{2} \tilde{I}(k) e^{\mp kz} \quad (2.91)$$

donde el signo superior (inferior) se refiere a $z > 0$ ($z < 0$). La ecuación (2.13) se obtiene tras introducir $B_z = -\mu_0 \partial_z \psi$ en (2.86), utilizando (2.90) y (2.91) y haciendo uso del teorema de Parseval y la relación $L = 2U_M/I^2$.

Finalmente, si asumimos que $I(r)$ viene dado por (2.14)-(2.15), tras algunas operaciones algebraicas, la inductancia del anillo se puede obtener mediante la siguiente integral:

$$\frac{L}{\mu_0} = \frac{\pi^3}{4c^2} \int_0^\infty \frac{1}{k^2} [b\mathfrak{B}(kb) - a\mathfrak{B}(ka)]^2 dk \quad (2.92)$$

donde $a = r_0 - c/2$, $b = r_0 + c/2$, y la función $\mathfrak{B}(x)$ se define como

$$\mathfrak{B}(x) = S_0(x)J_1(x) - S_1(x)J_0(x) \quad (2.93)$$

siendo S_n y J_n las funciones de Struve y Bessel de orden n , respectivamente.

APÉNDICE II: CALCULO VARIACIONAL DE LA CAPACITANCIA PARA EL CSRR (C_c)

La capacitancia C_c puede obtenerse de la expresión variacional

$$U = \frac{1}{2} C_c V_0^2 = \frac{1}{2} \int \int \rho V dS = \frac{1}{2} \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} dk_x \int_{-\infty}^{+\infty} dk_y \tilde{\rho}^* \tilde{V} \quad (2.94)$$

para una determinada función para el potencial electrostático V . Para este propósito, primero expresamos la densidad espectral de carga en términos de una determinada función de Green G [35]

$$C_c = \frac{1}{4\pi^2 V_0^2} \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\infty dk k \frac{\tilde{V}^*}{\tilde{G}^*} \tilde{V} \quad (2.95)$$

o

$$C_c \leq \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty dk k \frac{\tilde{u}^*}{\tilde{G}^*} \tilde{u} \quad (2.96)$$

donde u es

$$u(r) = \begin{cases} 1, & \text{si } r < a \\ \frac{b-r}{b-a}, & \text{si } a < r < b \\ 0, & \text{si } b < r \end{cases} \quad (2.97)$$

$$\tilde{u}(k) = \frac{\pi^2 (b\mathfrak{B}(kb) - a\mathfrak{B}(ka))}{k^2(b-a)} \quad (2.98)$$

donde a y b son los parámetros geométricos mostrados en la Fig. 2.13 y la función $\mathfrak{B}(x)$ se define en (2.93), siendo S_n y J_n las funciones de Struve y Bessel de orden n , respectivamente.

CAPÍTULO 3:

LÍNEAS CRLH MEDIANTE ACOPLO DE CSRRs

IMPLEMENTACIÓN DE LÍNEA CRLH MEDIANTE μ STRIP Y CSRRs ACOPLADOS

Para comenzar habría que centrarse en encontrar los modelos de circuito equivalente correspondientes a estructuras de líneas de transmisión periódicamente cargadas con SRRs o CSRRs. Estos modelos deberían describir por completo el circuito, esto es, la línea de transmisión anfitriona, los resonadores (SRRs o CSRRs) y su acoplo.

Con anterioridad se ha indicado que las topologías básicas de SRRs y CSRRs muestran efectos de polarización cruzada. Esto implica que ambos tipos de resonadores, SRRs y CSRRs, pueden ser magnética y/o eléctricamente excitados si los anillos están convenientemente orientados. Sin embargo, se ha verificado que los acoplos magnéticos/eléctricos son los mecanismos de acoplo dominantes en SRRs/CSRRs, por lo que los efectos de la polarización cruzada pueden ser ignorados en una primera aproximación (esta suposición será estrictamente válida para cualquier configuración no-bianisótropa de SRRs).

Como se discutió anteriormente, para excitar convenientemente los SRRs mediante un campo magnético variante en el tiempo, es necesaria una componente significativa en la dirección axial. Esto hace de la estructura coplanar (CPW) la línea de transmisión anfitriona más conveniente para la excitación de los SRRs. Una forma de conseguir una estructura de este tipo consiste en grabar los SRRs en la parte posterior, por debajo de las ranuras. Alternativamente, se pueden grabar los SRRs en la parte superior del sustrato, entre la señal y la tierra, pero esto requiere unas ranuras muy anchas para acomodar los anillos. En cambio, dado que los CSRRs requieren un acoplo eléctrico, sería necesaria una componente significativa de campo eléctrico perpendicular a la superficie de los mismos, por lo que sería interesante en este caso el uso de tecnología μ strip.

Debido a las pequeñas dimensiones eléctricas de los SRRs y CSRRs a la frecuencia de resonancia, las celdas unidad serían lo suficientemente pequeñas como para poder describirlas mediante circuitos equivalentes de elementos concentrados.

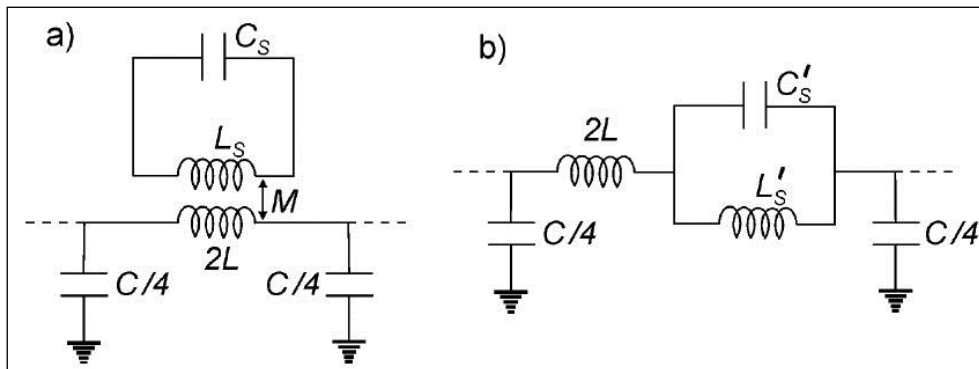


Fig. 3.1. (a) Circuito equivalente con elementos concentrados de la celda básica de la línea CPW cargada con SRRs. (b) Circuito simplificado con la rama serie sustituida por su impedancia equivalente.

LÍNEA DE TRANSMISIÓN PLANAR CON SRRS ACOPLADOS

Para la línea CPW cargada con SRRs, el modelo de circuito equivalente propuesto en [43] se muestra en la Fig. 3.1(a). L y C son las inductancias por sección de la línea, mientras que los SRRs se modelan como tanques resonantes (con inductancia L_s y capacitancia C_s) acoplados magnéticamente a la línea a través de la inductancia mutua M . La impedancia equivalente de la rama serie puede simplificarse a lo mostrado en el circuito de la Fig. 3.1(b), que es formalmente idéntica a la impedancia serie correspondiente a una línea de transmisión LH (en aquella región donde la impedancia serie total es capacitiva). Se puede obtener fácilmente del circuito de la Fig. 3.1(b) la relación de dispersión de la siguiente manera

$$\cos(\beta l) = 1 - \frac{LC\omega^2}{2} + \frac{\frac{C}{C'_s}}{4\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)} \quad (3.1)$$

con $C'_s = L_s/(M^2\omega_0^2)$, $L'_s = C_s M^2 \omega_0^2$, y $\omega_0^2 = 1/(L_s C_s) = 1/(L'_s C'_s)$. β es la constante de propagación y l es el periodo para la estructura. Para una estructura CPW cargada con SRRs, los parámetros de la línea (L y C) se pueden determinar con un calculador de líneas de transmisión, L_s y C_s del modelo circuital SRR ya mencionado, y M se puede extraer de la fracción f del área de la ranura ocupado por los anillos de acuerdo a

$$M = 2Lf \quad (3.2)$$

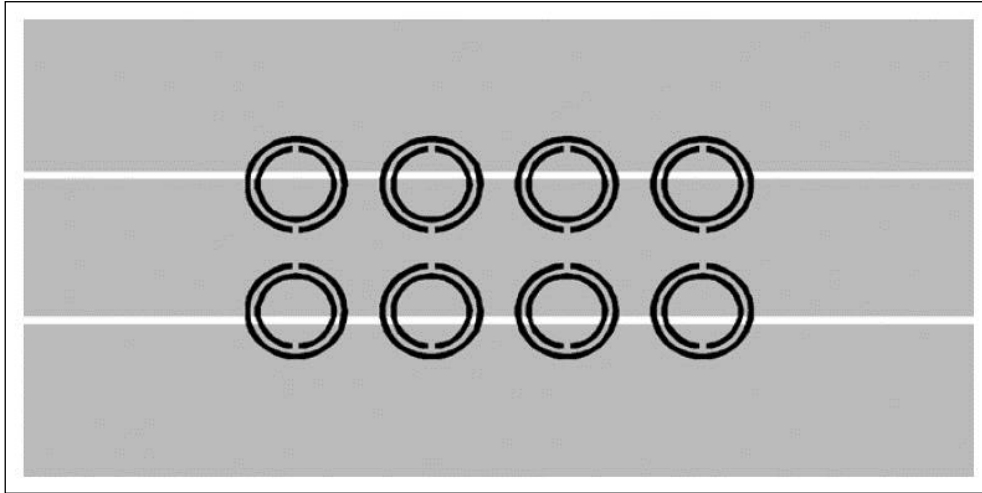


Fig. 3.2. Layout de la estructura CPW cargada con SRRs [43]. Dimensiones de los SRRs: $c = d = 0.2$ mm y $r_{ext} = 1.9$ mm. Los pares de anillos adyacentes están separados 5 mm. Las anchuras de tiras y ranuras ($W = 5.4$ mm y $G = 0.3$ mm) han sido determinadas para conseguir una línea de 50Ω . La estructura fue fabricada sobre Arlon 250-LX-0193-43-11 de espesor $h = 0.49$ mm y constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.43$. La longitud total del dispositivo (incluyendo las líneas de alimentación) es de 35 mm.

Estos elementos circuitales fueron calculados en [43] para la estructura mostrada en la Fig. 3.2 (una CPW con pares de SRRs grabados en la parte trasera del sustrato). La relación de dispersión para la estructura periódica finita se presenta en un diagrama ω - β en la Fig. 3.3. Se observa un *gap* de frecuencia alrededor de la frecuencia de resonancia teórica de los anillos ($f_0 = 7.68$ GHz). La explicación es la siguiente: en una región estrecha empezando en f_0 , la impedancia serie en la Fig. 3.1(b) se vuelve negativa y la

propagación de la señal es inhibida. En contraste, justo por debajo de la resonancia, la impedancia serie es altamente inductiva, ya que hace positivo y mayor que la unidad al segundo término en (3.1). El resultado es una banda eliminada alrededor de f_0 con un nivel de rechazo que depende del número de pares de SRRs grabados en la línea.

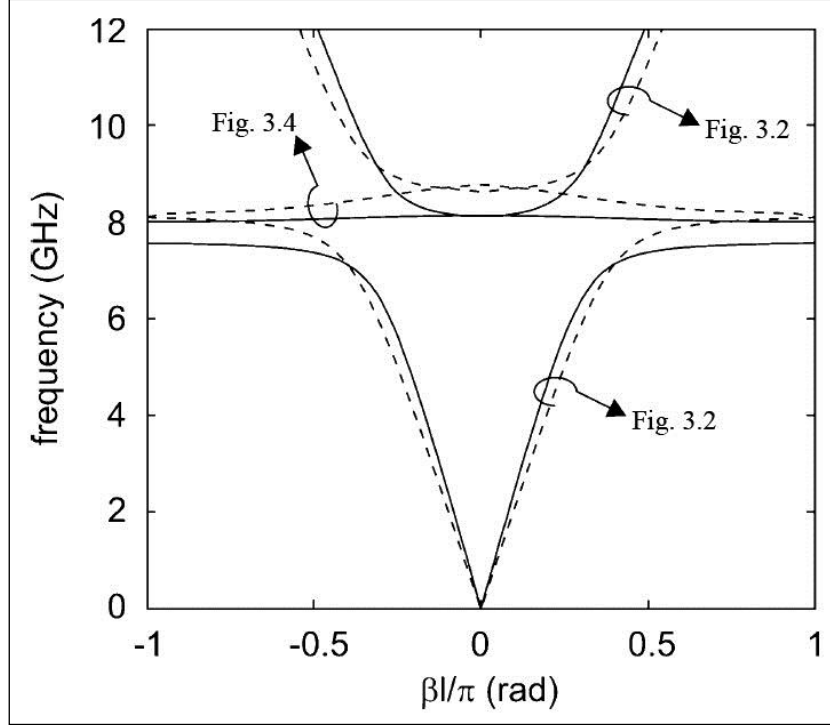


Fig. 3.3. Diagrama de dispersión teórico (líneas sólidas) y simulado (líneas punteadas) para la estructura SRR-CPW periódica infinita con celdas unidad idénticas a las mostradas en la Fig. 3.2 y en la Fig. 3.4.

Llegados a este punto se puede transformar la banda eliminada en banda de paso insertando tiras metálicas entre la tira central del CPW y los planos de masa (ver Fig. 3.4). Estas tiras adicionales permiten introducir permitividad efectiva negativa por debajo de cierta frecuencia de corte. Si la frecuencia de corte está por encima de la frecuencia de resonancia de los SRRs, se espera una banda de paso estrecha con retropropagación de onda en aquella región donde coexistan permeabilidad y permitividad efectivas negativas. Estas tiras pueden modelarse con inductancias L_p conectadas en paralelo que podrían ser añadidas a la impedancia paralelo del circuito de la Fig. 3.1. La relación de dispersión de este circuito se puede calcular como

$$\cos(\beta l) = 1 - \frac{L_p \omega - \frac{1}{C \omega}}{\frac{4L_p}{C}} \left(2L\omega - \frac{\frac{L'_s}{C'_s}}{L'_s \omega - \frac{1}{C'_s \omega}} \right) \quad (3.3)$$

y representar en un diagrama ω - β (ver Fig. 3.3). Para cálculos prácticos, L_p se puede estimar a partir de la respuesta en frecuencia simulada de la CPW cargada únicamente con las tiras (quitando los SRRs), dado que esta frecuencia de corte viene dada por el resonador compuesto por C y L_p . Como resultado aparecerá una banda de paso estrecha por encima de la frecuencia de resonancia de los SRRs. La constante de propagación (β) decrece con la frecuencia, lo cual es indicativo de velocidades de fase y grupo

antiparalelas, y está, por lo tanto, de acuerdo con la teoría. Es digno de observación que (3.3) se puede deducir de (3.1) simplemente cambiando la capacitancia de la línea C en (3.1) por la capacitancia efectiva asociada a la conexión en paralelo de C y la inductancia de tira L_p , la cual es negativa por debajo de la ya mencionada frecuencia de corte. Así, a frecuencias altas, cuando βl es muy pequeño la banda de paso puede asociarse a la presencia simultánea de una impedancia serie negativa y una admitancia paralelo negativa a lo largo de la línea, debido a la presencia simultánea de ε y μ efectivas negativas. Es interesante ver que el límite superior de la banda de paso para la estructura de la Fig. 3.4 coincide con el límite inferior de la banda eliminada de la estructura de la Fig. 3.2. Este hecho es consistente con la anterior interpretación; en el límite de longitud de onda larga, la estructura de la Fig. 3.2 presenta una μ efectiva negativa y una ε efectiva positiva.

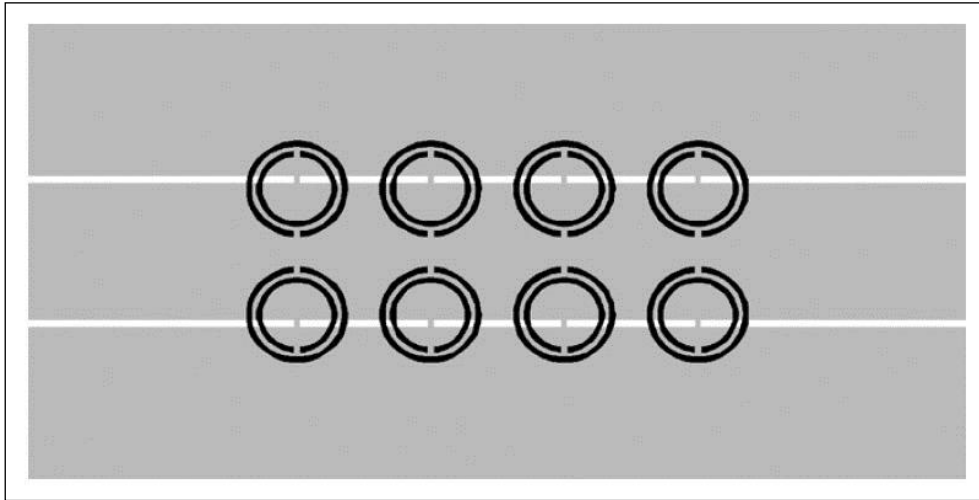


Fig. 3.4. Layout de la estructura CPW cargada con SRRs fabricada con tiras metálicas en paralelo [43]. Las dimensiones son idénticas a las de la Fig. 3.2 y la anchura de las tiras en paralelo es de 0.2 mm.

Los diagramas de dispersión, calculados mediante simulación también se muestran en la Fig. 3.3. De acuerdo con la teoría, las bandas de paso teórica y simulada para la estructura de la Fig. 3.4 están dentro de las correspondientes bandas eliminadas de la estructura de la Fig. 3.2, y el límite superior de la banda de paso para la estructura de la Fig. 3.4 coincide con el límite inferior de la banda eliminada superior de la estructura de la Fig. 3.2. Hay un pequeño desplazamiento en frecuencia entre la teoría y las simulaciones, algo que es usual en este tipo de estructuras resonantes.

LÍNEA DE TRANSMISIÓN PLANAR CON CSRRS ACOPLADOS

Se analizarán ahora las líneas de transmisión cargadas con CSRRs. Dado que los CSRRs están grabados en el plano de masa, y se excitan principalmente por el campo eléctrico inducido por la línea, este acoplo puede modelarse conectando en serie la capacitancia de la línea a los CSRRs. De acuerdo a esto, el circuito equivalente de elementos concentrados propuesto en para la línea de transmisión cargada con CSRRs es el que se muestra en la Fig. 3.5.

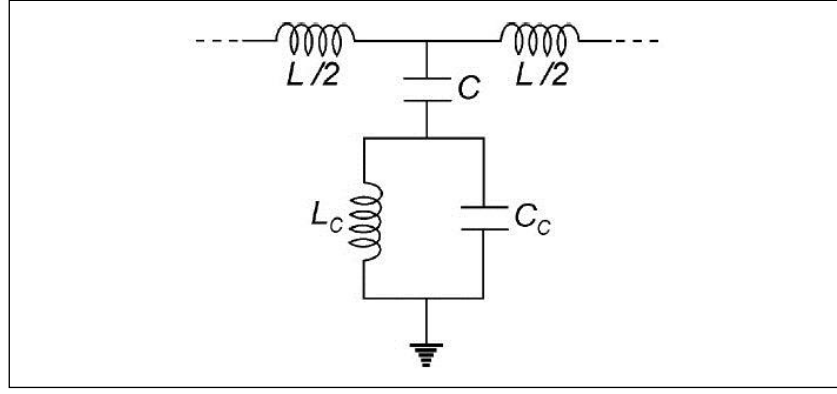


Fig. 3.5. Circuito equivalente de elementos concentrados para la celda básica de la línea *μstrip* cargada con CSRRs.

De nuevo, L y C son la inductancia y capacitancia por sección de la línea, mientras que L_c y C_c modelan a los CSRRs, como se mostró previamente. Del circuito de la Fig. 3.5, la relación de dispersión se puede obtener de la siguiente manera:

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{L}{2 \left(\frac{L_c}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} - \frac{1}{C \omega^2} \right)} \quad (3.4)$$

donde $\omega_0 = 2\pi f_0 = (L_c C_c)^{-1/2}$ que es la frecuencia angular de resonancia de los CSRRs. La inspección de (3.4) demuestra la presencia de un *gap* de frecuencia en las proximidades de f_0 . Esto se confirma con la relación teórica de dispersión (ver Fig. 3.6) correspondiente a la estructura descrita en la Fig. 3.7, una línea *μstrip* con CSRRs grabados en el plano de masa.

En los cálculos teóricos, L y C han sido calculados mediante una calculadora de líneas de transmisión, mientras que L_c y C_c se han obtenidos de acuerdo con el modelo descrito en la sección de teoría. En el intervalo de frecuencia delimitado por f_0 (límite superior) y $f_c = [L_s(C_s + C)]^{-1/2}/2\pi$ (límite inferior), la impedancia paralelo es dominada por el tanque inductivo, y la estructura se comporta como un medio efectivo unidimensional con permitividad negativa. Por lo tanto, los modos de propagación deben pertenecer a esta banda de frecuencia. Cuando se toma de forma explícita la naturaleza discreta de la estructura, la banda de rechazo se extiende levemente por debajo de f_c debido a los altos valores de la admitancia en paralelo en una banda estrecha por debajo de esta frecuencia.

Para poder obtener una línea de transmisión LH basada en CSRRs, es necesario introducir una permeabilidad efectiva negativa en la estructura. Esto se puede conseguir mediante el grabado periódico de ranuras capacitivas en la tira conductora (ver Fig. 3.8). Estas ranuras proporcionan una permeabilidad efectiva negativa hasta cierta frecuencia, que puede ser ajustada mediante el diseño adecuado de las dimensiones de las ranuras. Si esta frecuencia se ajusta por encima de f_0 , se espera una estrecha banda de paso LH.

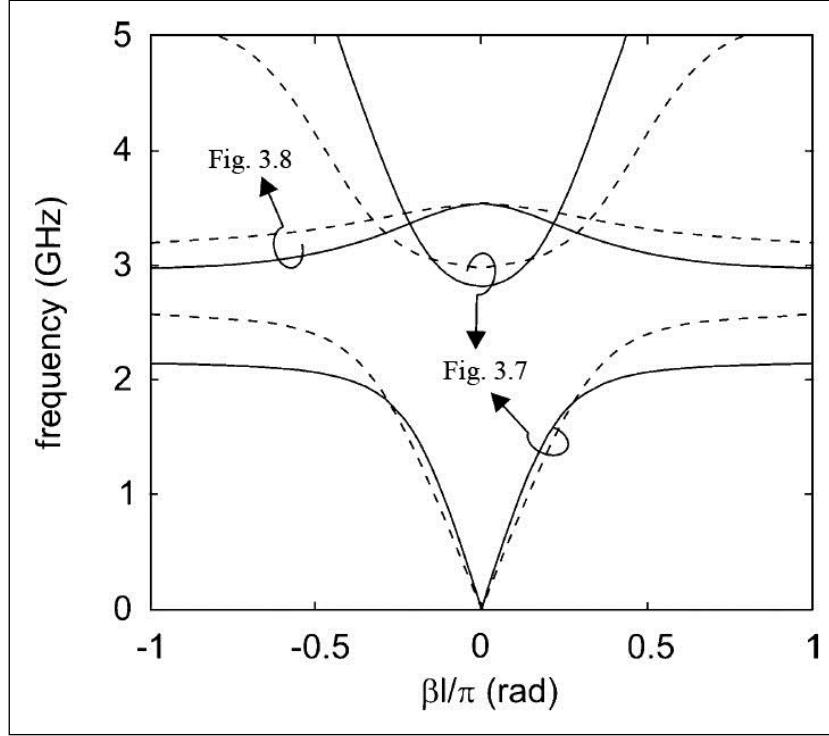


Fig. 3.6. Diagrama de dispersión teórico (líneas sólidas) y simulado (líneas punteadas) para las estructuras CSRR- μ strip infinitas con celdas unidad idénticas a las mostradas en la Fig. 3.7 y en la Fig. 3.8. El desajuste entre las bandas eliminadas y las bandas de paso se debe a los diferentes tamaños de los CSRRs en la Fig. 3.7 y en la Fig. 3.8.

La relación de dispersión de la línea de transmisión CSRR con ranuras en serie deducida del circuito equivalente es

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{L\omega - \frac{1}{C_g\omega}}{2 \left(\frac{L_c\omega}{1 - L_c C_c \omega^2} - \frac{1}{C\omega} \right)} \quad (3.5)$$

donde C_g es la capacitancia de una ranura. De nuevo, el diagrama ω - β indica la propagación LH en la banda elegida (ver Fig. 3.6). La capacitancia de la ranura C_g puede extraerse de la frecuencia de corte de la estructura sin los CSRRs, dado que esta frecuencia de corte viene dada por la frecuencia de resonancia del resonador formado por la inductancia de la línea L y la capacitancia de la ranura, C_g . Los diagramas de dispersión simulados para las estructuras periódicas infinitas con celdas unidad idénticas a las de la Fig. 3.7 y la Fig. 3.8 se muestran también en la Fig. 3.6. El desajuste entre las bandas eliminadas y las bandas de paso se debe a que en cada estructura se han tomado diferentes dimensiones y periodicidad de los CSRRs.

Es interesante ver que todos los parámetros de los circuitos equivalentes propuestos, utilizados en los cálculos teóricos, han sido extraídos de los modelos analíticos de los SRRs o los CSRRs (L_s , C_s , L_c y C_c), o estimados a partir de argumentos físicos independientes (M , C , L_p y C_g). De esta forma, los modelos reportados son autoconsistentes y no precisan de ningún parámetro externo al modelo.

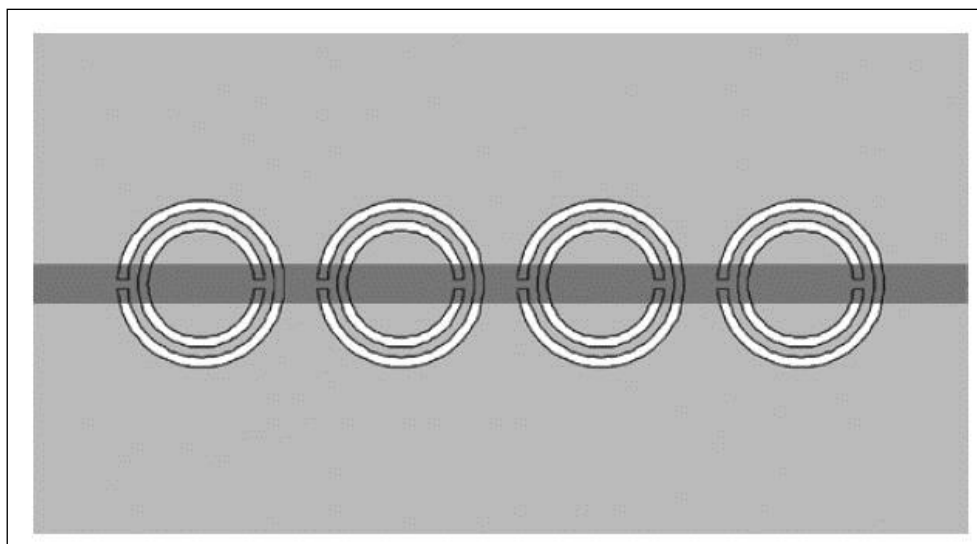


Fig. 3.7. Layout de una línea μstrip de 50Ω con CSRRs grabados en el plano de masa [43]. El sustrato dieléctrico es un Rogers RO3010 ($h = 1.27$ mm, $\epsilon_r = 10.2$). Las dimensiones de los CSRRs son $c = d = 0.3$ mm, $r_{ext} = 3.0$ mm y la periodicidad es de 7 mm. La tira conductora tiene una anchura de $W = 1.2$ mm correspondiente a una impedancia característica de 50Ω .

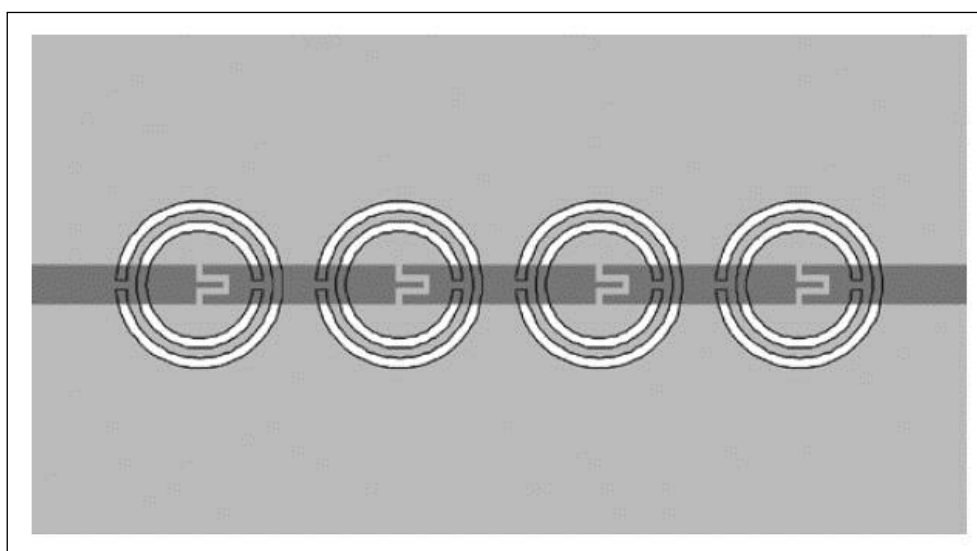


Fig. 3.8. Layout de una línea μstrip de 50Ω con CSRRs grabados en el plano de masa y ranuras en serie grabados en la tira conductora [43]. Las dimensiones y el sustrato son los mismos que en la Fig. 3.7, excepto el radio exterior de los CSRRs, que ha sido reducido a 2.5 mm, y la periodicidad, que ha bajado hasta los 6 mm.

VALIDACIÓN DE LOS MODELOS Y DISCUSIÓN

Las respuestas en frecuencia para las estructuras finitas anteriores (ver Fig. 3.2, Fig. 3.4, Fig. 3.7 y Fig. 3.8, respectivamente) fueron medidas en [43] y los resultados se muestran en la Fig. 3.9³⁸. Las estructuras CPW cargadas con SRRs se fabricaron sobre un sustrato dieléctrico fino³⁹ para conseguir un alto acoplo inductivo entre la línea y los anillos.

³⁸ Para la medida se empleó un analizador de redes vectorial Agilent 8722ES

³⁹ Arlon 250-LX-0193-43-11.

Para las líneas μ strip cargadas con CSRRs, se utilizó un sustrato dieléctrico de alta permitividad⁴⁰ para potenciar los acoplos capacitivos. La comparación entre los resultados teóricos y experimentales (ver Fig. 3.9) muestran que los modelos de circuito propuestos predicen las bandas eliminadas/de paso con una precisión razonable. La anchura de banda parece predecirse mejor en los dispositivos μ strip CSRR que en los CPW SRR, mientras que con la posición ocurre justo lo contrario. Estos resultados son consistentes con las discrepancias y correspondencias entre la teoría y las simulaciones reportadas anteriormente. Sería necesaria más investigación teórica y experimental para explicar estas discrepancias. Sin embargo, hay una gran similitud entre la teoría y los experimentos mostrados en la Fig. 3.9.

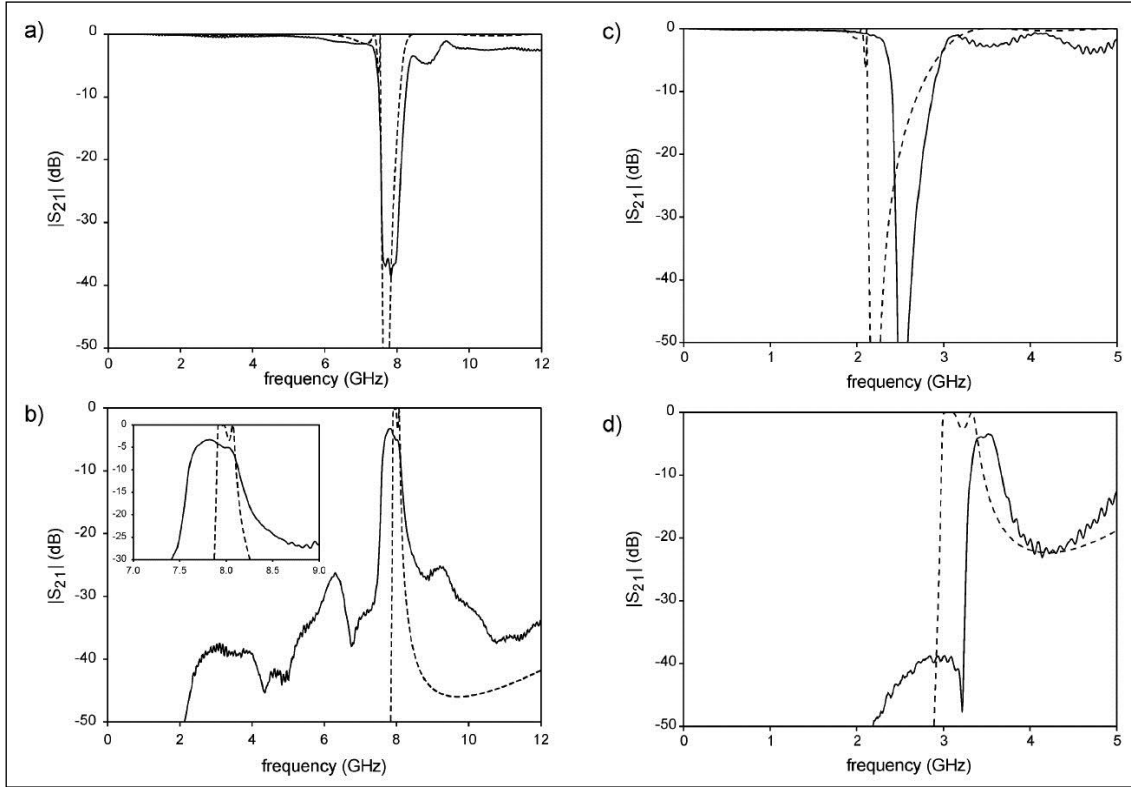


Fig. 3.9. Pérdidas de inserción de los prototipos fabricados (líneas sólidas) y los resultados obtenidos de los modelos de circuito equivalentes (líneas punteadas). (a) CPW cargado con SRRs sin tiras en paralelo. (b) CPW cargado con SRRs y tiras en paralelo. (c) Línea μ strip cargada con CSRRs sin gaps en serie. (d) Línea μ strip cargada con CSRRs y ranuras en serie.

Hay que tener en cuenta que en los modelos se han obviado tanto los efectos de acoplo entre SRRs o CSRRs adyacentes, así como la posible modificación del comportamiento de los SRRs/CSRRs por la proximidad de la línea. Este hecho parece confirmar que los SRRs y los CSRRs se comportan como estructuras cerradas, solo acopladas fuertemente a las líneas externas.

⁴⁰ Rogers RO3010.

DISEÑO DE LÍNEAS CRLH CON CST

Para el diseño de circuitos sobre líneas planares formados meramente por elementos concentrados impresos, se ha utilizado un software de simulación electromagnética, el *CST Studio Suite*.

Tras un proceso de prueba, se han definido una serie de circuitos para su posterior fabricación y validación usando el software indicado, para comprobar si sus resultados son fiables. Los circuitos que se han diseñado son siete: una línea $\mu strip$ con un IDC⁴¹, una línea con un CSRR grabado en el plano de masa actuando como un simple resonador, y cinco líneas CRLH empleando conjuntamente los dos elementos utilizados en los dos primeros circuitos.

Una vez diseñados, tratando de determinar su utilidad práctica, se emplean las líneas CRLH para implementar con ellas un híbrido a 180° *Rat Race*.

CIRCUITO 1: LÍNEA $\mu STRIP$ CON IDC

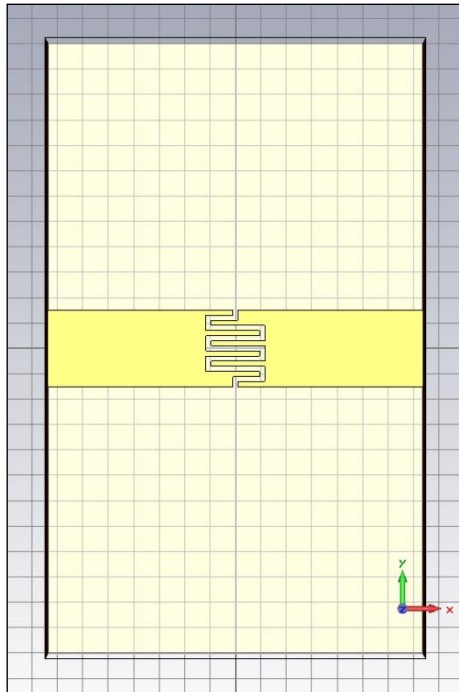


Fig. 3.10. Filtro paso alto $\mu strip$. Las dimensiones de la línea están planteadas para que el circuito presente una impedancia de 50Ω.

En el circuito de la Fig. 3.10 simplemente se graba una ranura en forma de meandro que debería actuar como IDC. El resultado de introducir el condensador en la línea es que se forma un tanque LC formado por la capacidad asociada al IDC y la inductancia serie de la línea, haciendo que el circuito actúe como un filtro paso alto.

En función de la frecuencia de corte de dicho filtro y las características propias de la línea de transmisión, se podría calcular la capacidad asociada al condensador.

Observando los resultados obtenidos, que se muestran en las Fig. 3.11 y Fig. 3.12, se puede apreciar que el circuito actúa como filtro paso alto con una frecuencia de corte aproximada de 3.6 GHz.

⁴¹ *Inter-Digital Capacitor* – Condensador interdigital.

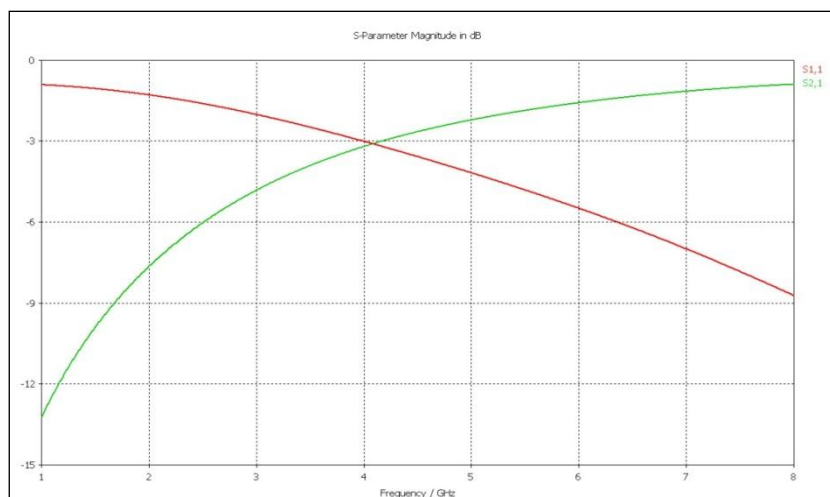


Fig. 3.11. Módulo de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.10. En verde se muestra el parámetro de transmisión, y en rojo el de reflexión.

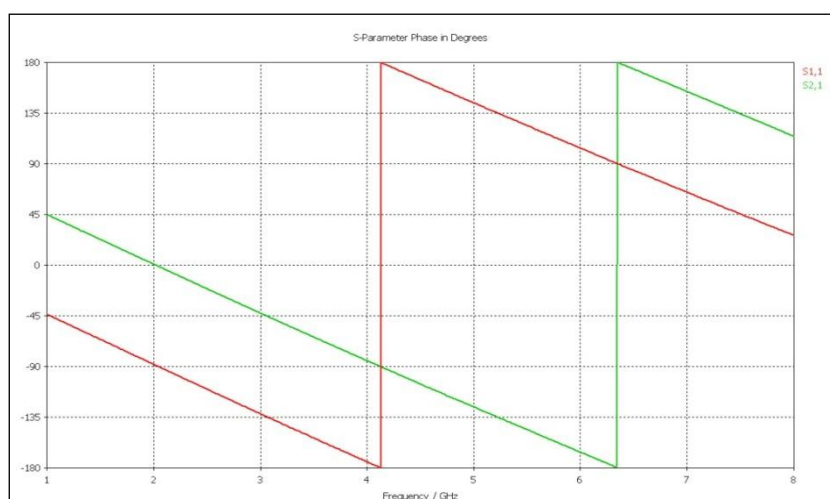


Fig. 3.12. Fase de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.10. En verde se muestra el parámetro de transmisión, y en rojo el de reflexión.

CIRCUITO 2: LÍNEA μ STRIP CON IDC

En el circuito de la Fig. 3.13 lo que se implementa es un CSRR cuadrado grabado en el plano de masa, de forma que pasa a formar parte de la línea mediante acoplo capacitivo. Las razones de emplear resonadores cuadrados son dos fundamentalmente:

- Integración, ya que para una misma longitud de anillo, y por tanto misma frecuencia de resonancia, el espacio que ocupa es menor.
- Simplicidad en el proceso de fabricación, ya que con una resolución limitada, es muy complejo crear elementos circulares cuyo comportamiento se asemejen adecuadamente al original.

Observando los resultados obtenidos, que se muestran en la Fig. 3.14 y en la Fig. 3.15, se puede apreciar como el circuito presenta dos resonancias claramente marcadas, una la propia de la estructura a unos 2.6 GHz, y una secundaria a unos 6.2 GHz.

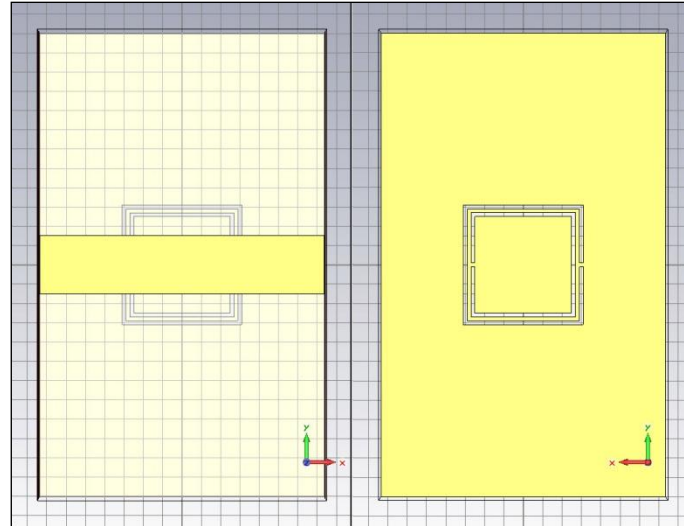


Fig. 3.13. Línea μ strip con CSRR cuadrado grabado en el plano de masa.

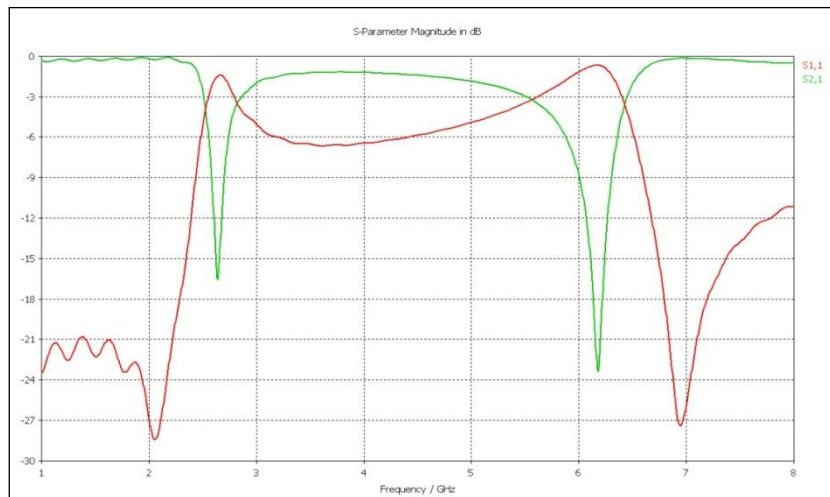


Fig. 3.14. Módulo de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.13. En verde se muestra el parámetro de transmisión, y en rojo el de reflexión.

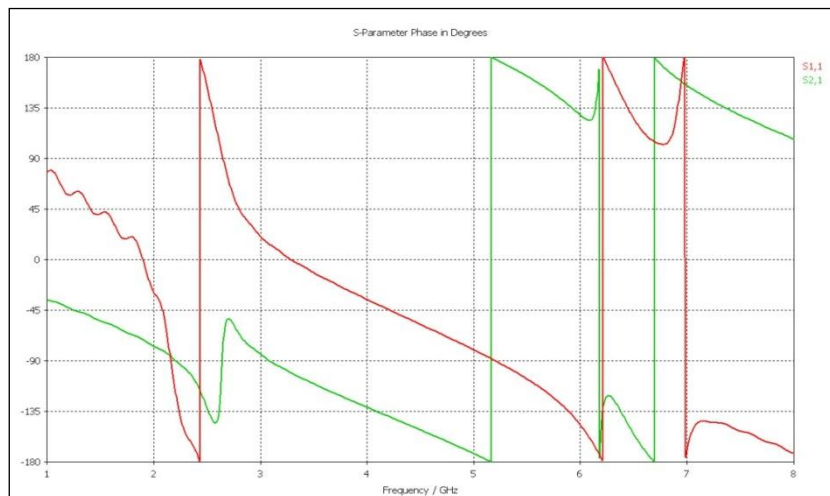


Fig. 3.15. Fase de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.13. En verde se muestra el parámetro de transmisión, y en rojo el de reflexión.

CIRCUITO 3: LÍNEA CRLH μ STRIP DE 1 CELDA

El circuito de la Fig. 3.16 debería actuar como una línea CRLH de una única celda. La propia línea es la que aporta la parte RH, mientras que el conjunto del condensador y el CSRR grabado en el plano de masa aportan la parte LH.

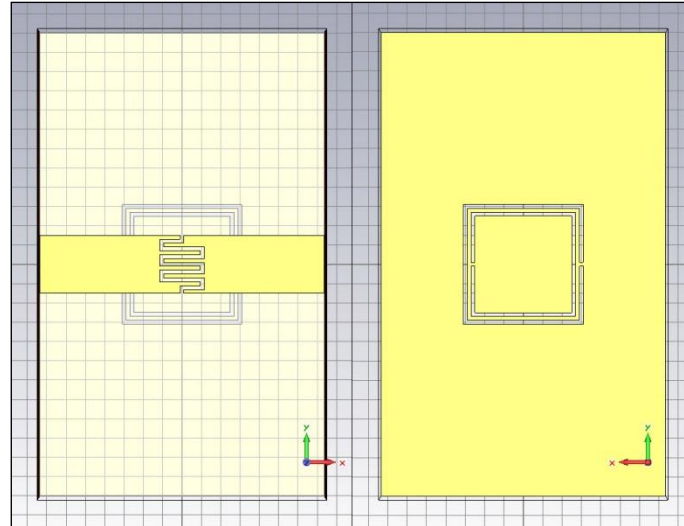


Fig. 3.16. Línea CRLH μ strip de una única celda.

Tal y como se puede comprobar en las Fig. 3.17 y Fig. 3.18, el circuito presenta una banda de paso bien diferenciada entre 2.9 GHz y 5.28 GHz. Dentro de esa banda de paso, solo hay un punto con desfase de $\pm\lambda/4$, a 3.78 GHz.

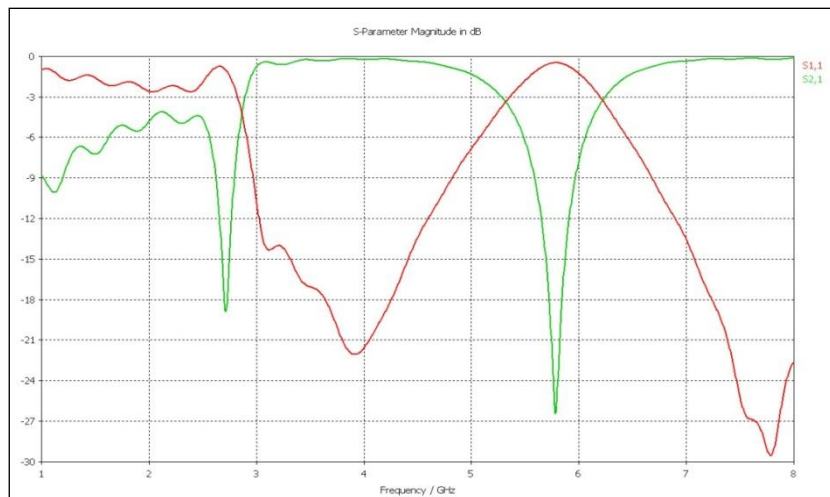


Fig. 3.17. Módulo de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.16. En verde se muestra el parámetro de transmisión, y en rojo el de reflexión.

Con el objetivo de entender de una forma más intuitiva el funcionamiento de la línea CRLH de la Fig. 3.16, se exportan sus parámetros S para poder emplearlos en *AWR Microwave Office*. Dentro de *AWR* se implementa un híbrido *Rat Race* cuyas ramas $\lambda/4$ están formadas por líneas como la de la Fig. 3.16, y la rama $3\lambda/4$ por tres de ellas en cascada, con el fin de estudiar su comportamiento. En teoría, a las frecuencias donde la línea tiene un desfase de $\pm\lambda/4$, el *Rat Race* debería presentar una banda de paso.

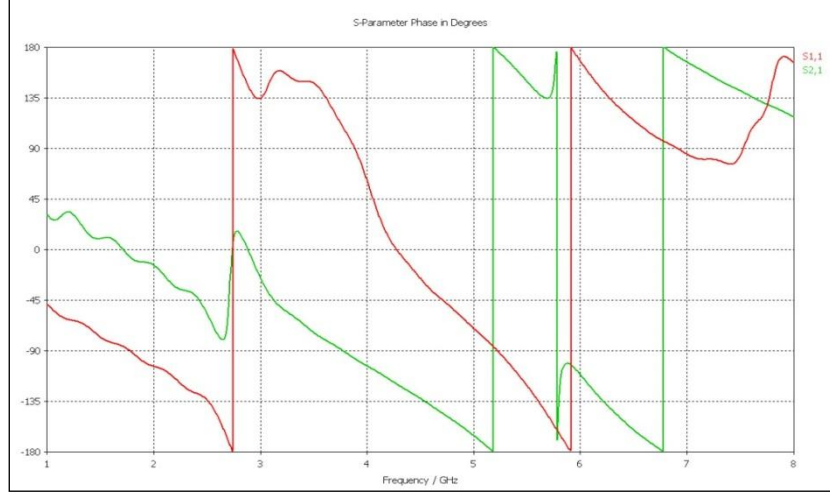


Fig. 3.18. Fase de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.16. En verde se muestra el parámetro de transmisión, y en rojo el de reflexión.

Teniendo en cuenta que nuestra línea está diseñada con una impedancia de 50Ω , es preciso calcular la impedancia de entrada del *Rat Race* para asignarle a los puertos la impedancia adecuada, ya que sino los resultados se verían afectados por desadaptación. Empleando la relación establecida entre la impedancia de las ramas y de entrada del circuito, se calcula la impedancia de entrada del nuevo *Rat Race* de la siguiente manera:

$$Z_{rama} = Z_{in}\sqrt{2} = 50\Omega \quad \Rightarrow \quad Z_{in} = \frac{Z_{rama}}{\sqrt{2}} = \frac{50\Omega}{\sqrt{2}} = 35.36\Omega \quad (3.6)$$

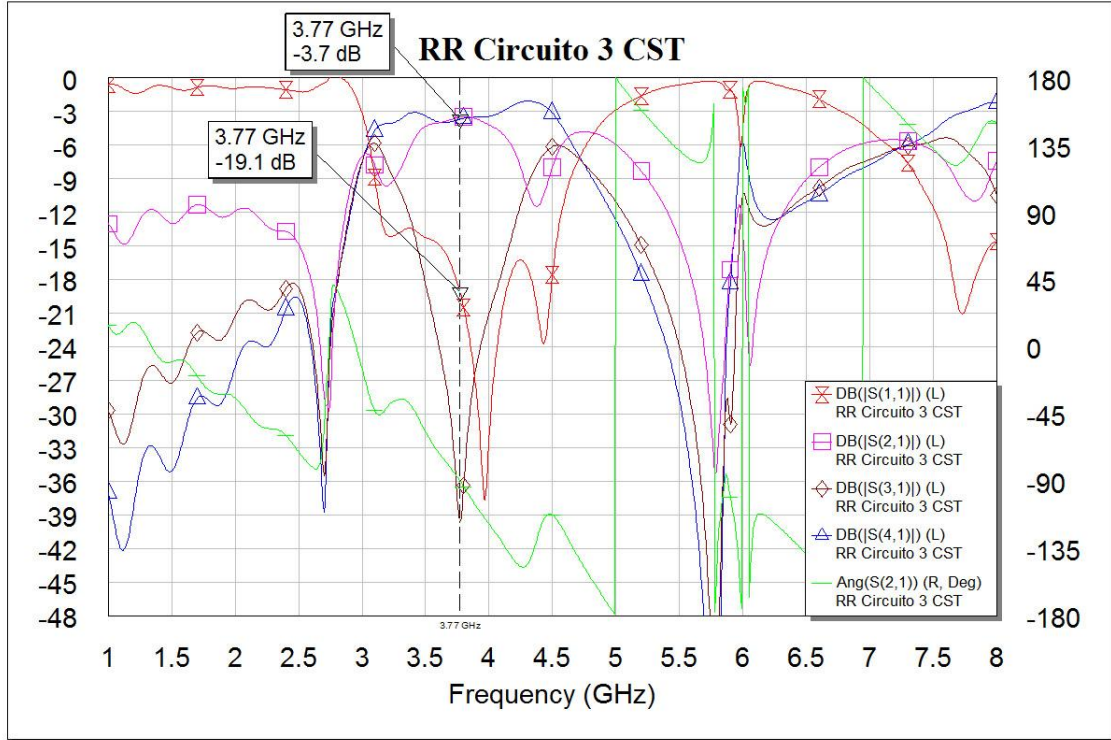


Fig. 3.19. Pérdidas de Inserción y de Retorno del *Rat Race* CRLH con líneas de una única celda como la mostrada en la Fig. 3.16. La impedancia de entrada de los puertos del *Rat Race* es de 35.36Ω .

En la Fig. 3.19 se puede comprobar que los resultados son los esperados, generándose una banda de trabajo centrada en la frecuencia de desfase $\lambda/4$ de la línea CRLH.

Las prestaciones conseguidas con este híbrido son similares a las que se obtendrían con líneas convencionales, por lo que su utilidad es limitada. El problema de este circuito es que al contener una única celda, la pendiente de la función fase (ver Fig. 3.18) no es suficientemente grande como para que haya dos pasos por $\pm\lambda/4$ dentro de la banda de paso de la línea CRLH.

CIRCUITO 4: LÍNEA CRLH μ STRIP DE 3 CELDAS

Con el circuito de la Fig. 3.20 y la Fig. 3.21 se debería obtener una pendiente mayor de la función fase, permitiendo tener un par de frecuencias relativamente cercanas con desfase de $\pm\lambda/4$.

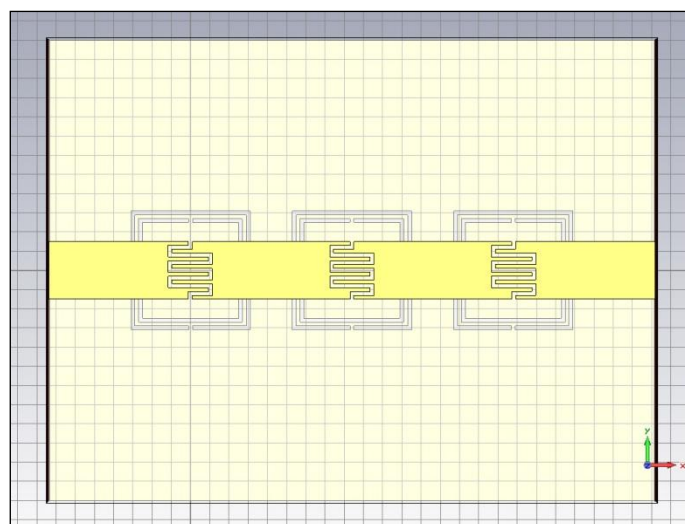


Fig. 3.20. Línea CRLH μ strip de tres celdas.
Parte superior.

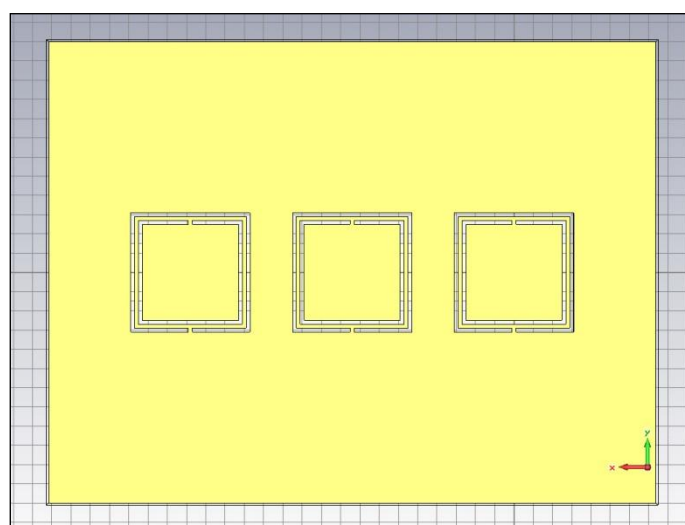


Fig. 3.21. Línea CRLH μ strip de tres celdas.
Parte inferior.

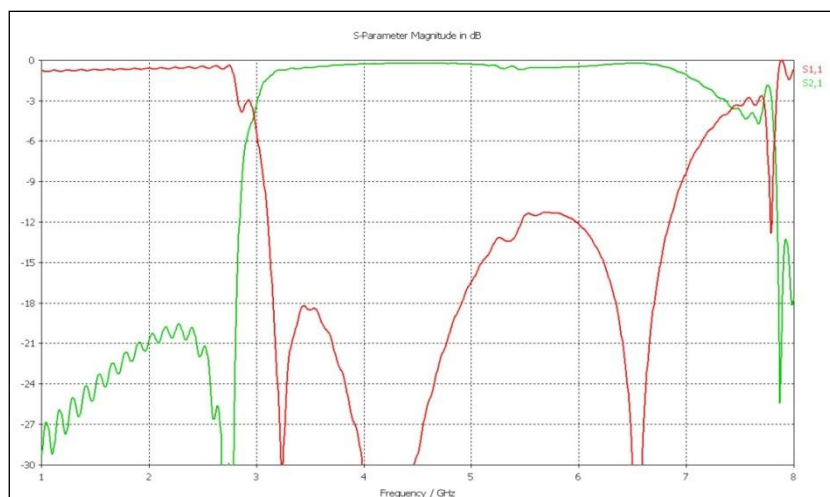


Fig. 3.22. Módulo de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.20 y la Fig. 3.21. En verde se muestra el parámetro de transmisión, y en rojo el de reflexión.

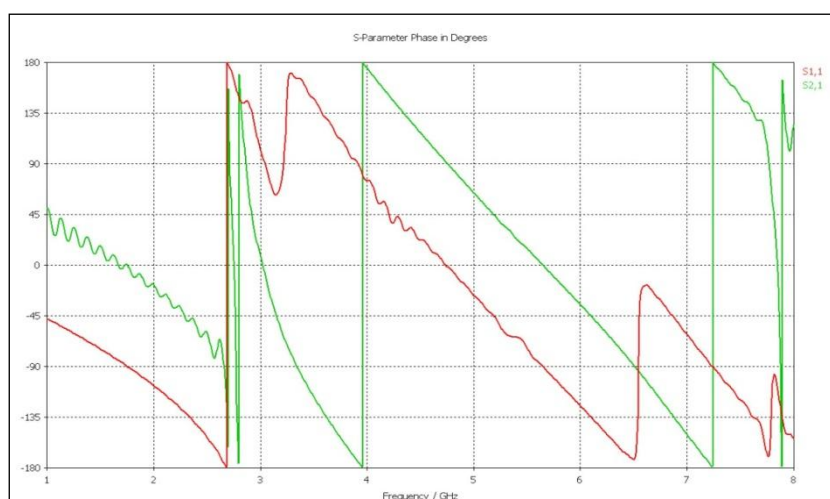


Fig. 3.23. Fase de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.20 y la Fig. 3.21. En verde se muestra el parámetro de transmisión, y en rojo el de reflexión.

Tal y como podemos apreciar en la Fig. 3.22 y en la Fig. 3.23, el circuito presenta una banda de paso bien diferenciada entre 3 GHz y 7.36 GHz. Dentro de esa banda, se pueden observar tres puntos con desfase de $\pm\lambda/4$, a 3.34 GHz, a 4.75 GHz y a 6.51 GHz.

De nuevo, se exportan sus parámetros S para poder emplearlos en AWR. El *Rat Race* generado, el cual emplea la línea de la Fig. 3.20 y la Fig. 3.21, presenta los resultados que se muestran a continuación en la Fig. 3.24.

Los resultados son los esperados, generándose tres frecuencias de trabajo en los puntos donde los desfases de la línea son de $\pm\lambda/4$. La separación entre las dos primeras frecuencias de trabajo es de 1.41 GHz, mientras que entre las dos últimas es de 1.756 GHz. Esto indica que la función fase en la banda de paso es bastante lineal, como se puede apreciar en la Fig. 3.23. El principal problema de este híbrido es que las pérdidas de inserción en la primera banda de paso son demasiado altas en comparación con las otras dos, haciéndola poco adecuada para ser utilizada. Las pérdidas de retorno, sin

embargo, en el peor de los casos⁴² están por debajo de 17dB. Suponiendo que se usen simplemente dos bandas, como suele ser el caso en circuitos CRLH convencionales, se obtendrían pérdidas de inserción de 3.517 dB y pérdidas de retorno de 23.46 dB en el peor de los casos, valores más que aceptables.

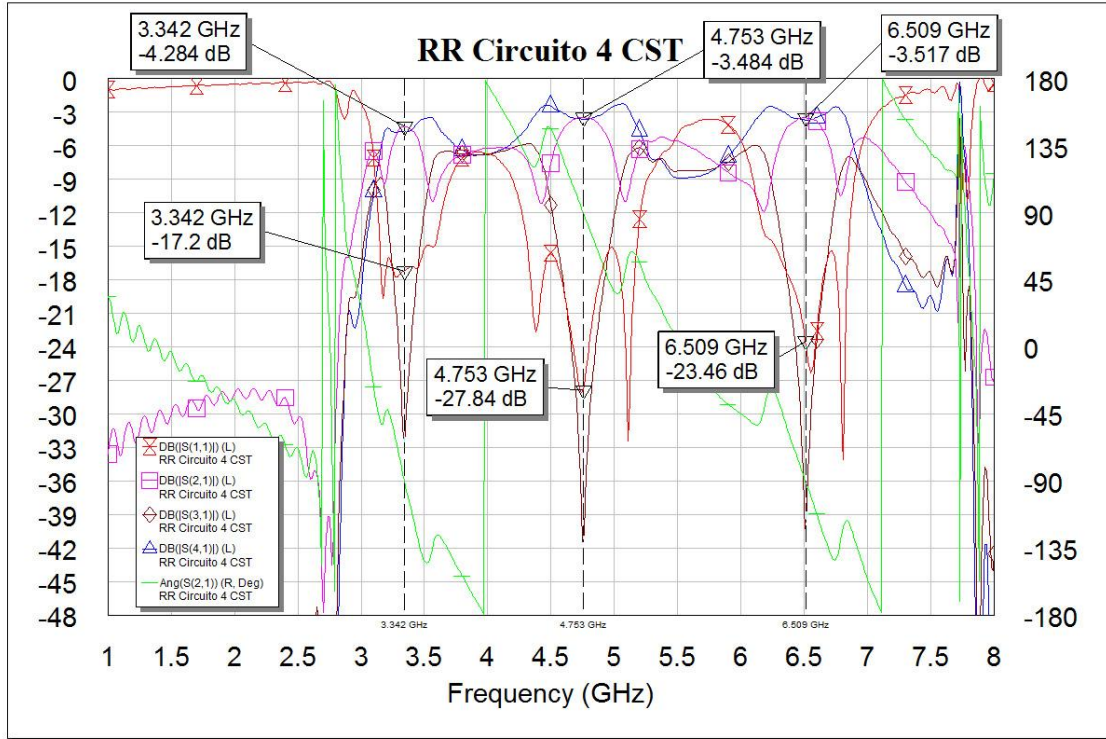


Fig. 3.24. Pérdidas de Inserción y de Retorno del *Rat Race* CRLH con líneas de 3 celdas como la mostrada en la Fig. 3.20 y en la Fig. 3.21. La impedancia de entrada de los puertos del *Rat Race* es de nuevo 35.36Ω.

En este caso, se podría actuar sobre la parte RH de la líneas⁴³ para desplazar levemente las frecuencias de trabajo. Con esto se podrían afinar las frecuencias de trabajo, o tratar de mejorar los valores del circuito.

CIRCUITO 5: LÍNEA CRLH μ STRIP DE 2 CELDAS

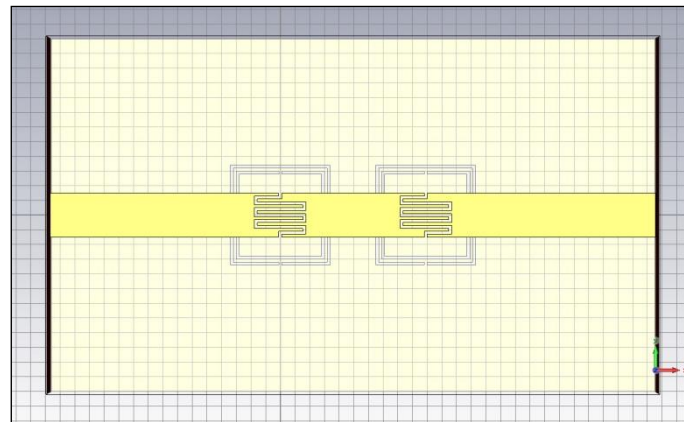


Fig. 3.25. Línea CRLH μ strip de dos celdas. Parte superior.

⁴² S_{11} en la primera banda de paso.

⁴³ Modificando la longitud total de la línea se modifica el desfase total introducido por la parte RH.

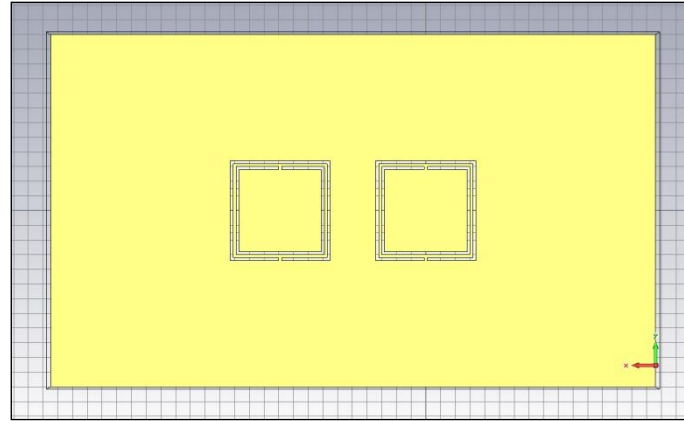


Fig. 3.26. Línea CRLH μ strip de dos celdas. Parte inferior.

Observando los resultados obtenidos (ver Fig. 3.27 y Fig. 3.28), el circuito de la Fig. 3.25 y la Fig. 3.26 presenta una banda de paso bien diferenciada entre 2.69 GHz y 6.24 GHz, aunque el último tramo no parece demasiado aprovechable, ya que el módulo de S_{21} decae de forma lineal a partir de los 5 GHz aproximadamente. Dentro de esa banda de paso, se pueden observar dos puntos con desfase de $\pm\lambda/4$, a 3.88 GHz y a 5.01 GHz.

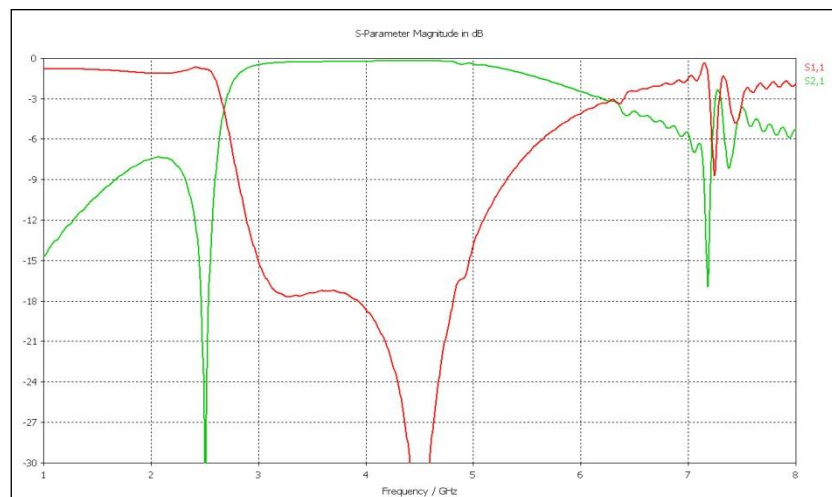


Fig. 3.27. Módulo de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.25 y la Fig. 3.26.

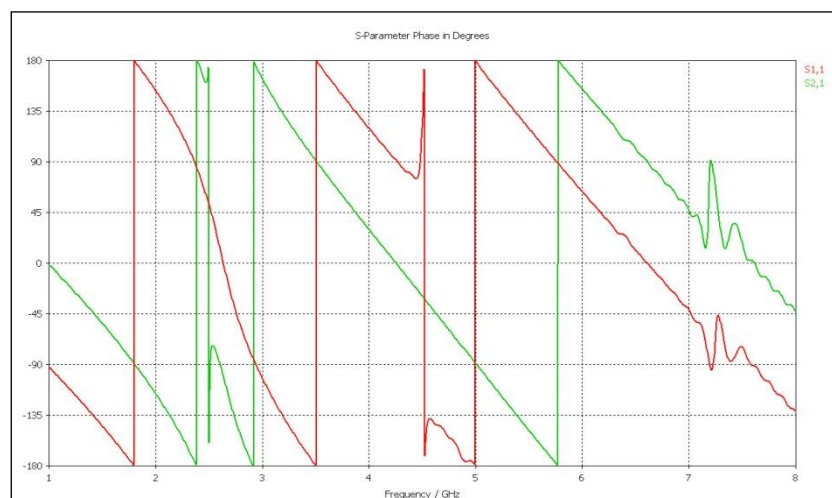


Fig. 3.28. Fase de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.25 y la Fig. 3.26.

De nuevo, se exportan sus parámetros S para poder emplearlos en AWR. El *Rat Race* generado, el cual emplea la línea de la Fig. 3.25 y la Fig. 3.26, presenta los resultados que se muestran a continuación en la Fig. 3.29.

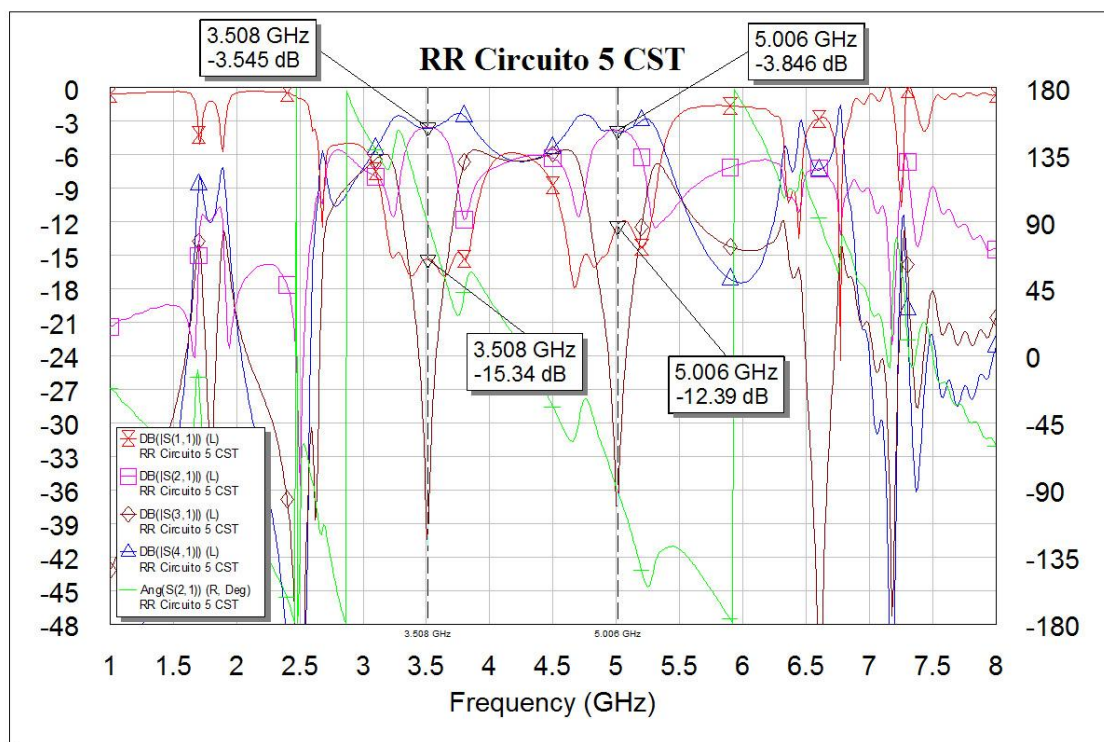


Fig. 3.29. Pérdidas de Inserción y de Retorno del *Rat Race* CRLH implementado con líneas de 2 celdas como la mostrada en la Fig. 3.25 y en la Fig. 3.26. La impedancia de entrada de los puertos del *Rat Race* es de nuevo 35.36Ω.

Los resultados son los esperados, generándose dos bandas de paso en los puntos donde los desfases de la línea son de $\pm\lambda/4$.

La separación entre las dos frecuencias de trabajo es de 1.498 GHz. Las pérdidas de inserción no son demasiado buenas, 3.846 dB en la segunda banda, y pasa lo mismo con las de retorno, 12.39 dB en la segunda banda también.

De nuevo se podría actuar sobre la parte RH para desplazar levemente las frecuencias de trabajo hacia abajo, centrándolas así en la banda de paso de la línea, de forma que la segunda banda presente unas pérdidas de inserción algo menores.

CIRCUITO 6: LÍNEA CRLH μ STRIP DE 4 CELDAS

Observando los resultados obtenidos, el circuito de la Fig. 3.30 y la Fig. 3.31 presenta una banda de paso bien diferenciada situada entre 4.9 GHz y 7.45 GHz (ver Fig. 3.32). Dentro de esa banda de paso, se pueden observar tres puntos con desfase de $\pm\lambda/4$, a 5.13 GHz, a 5.77 GHz y a 7.02 GHz.

Si se observa la fase de la Fig. 3.33, se puede apreciar que varía muy rápidamente hasta aproximadamente los 3 GHz, fenómeno que se puede observar más detalladamente observando la fase desenvuelta de la Fig. 3.34.

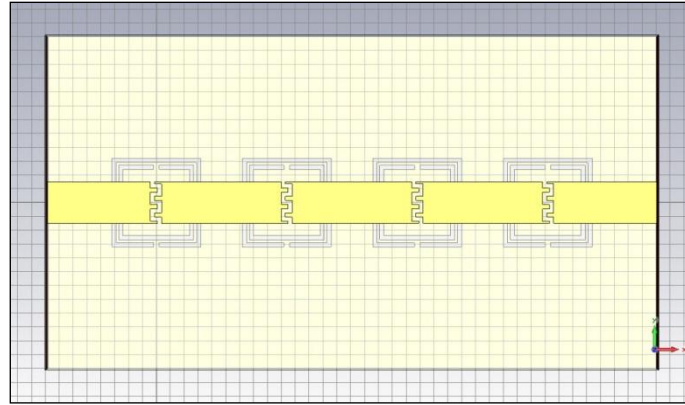


Fig. 3.30. Línea CRLH μ strip de cuatro celdas. Parte superior.

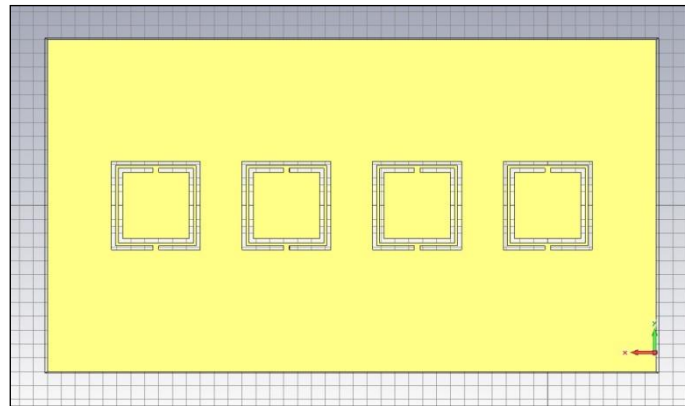


Fig. 3.31. Línea CRLH μ strip de cuatro celdas. Parte inferior.

De nuevo, se exportan sus parámetros S para poder emplearlos en AWR. El *Rat Race* generado, el cual emplea la línea de la Fig. 3.30 y la Fig. 3.31, presenta los resultados que se muestran a continuación en la Fig. 3.35.

Los resultados son los esperados, generándose tres bandas de paso en los puntos donde los desfases de la línea son de $\pm\lambda/4$.

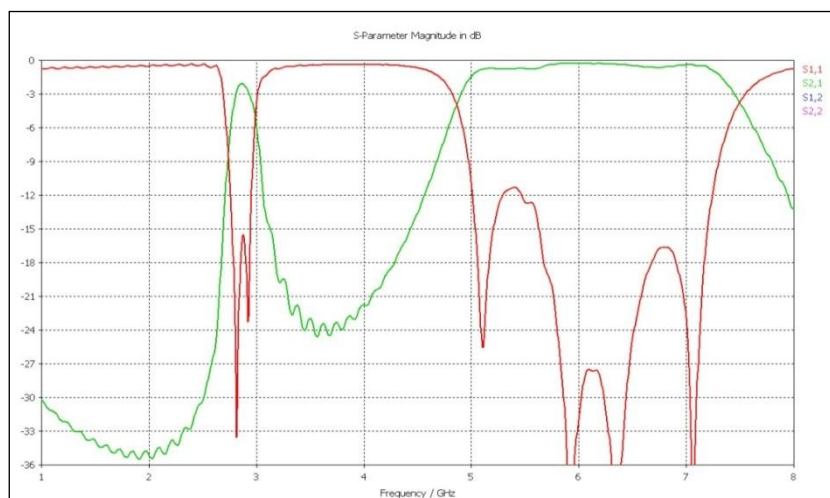


Fig. 3.32. Módulo de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.30 y la Fig. 3.31. En verde se muestra el parámetro de transmisión, y en rojo el de reflexión.

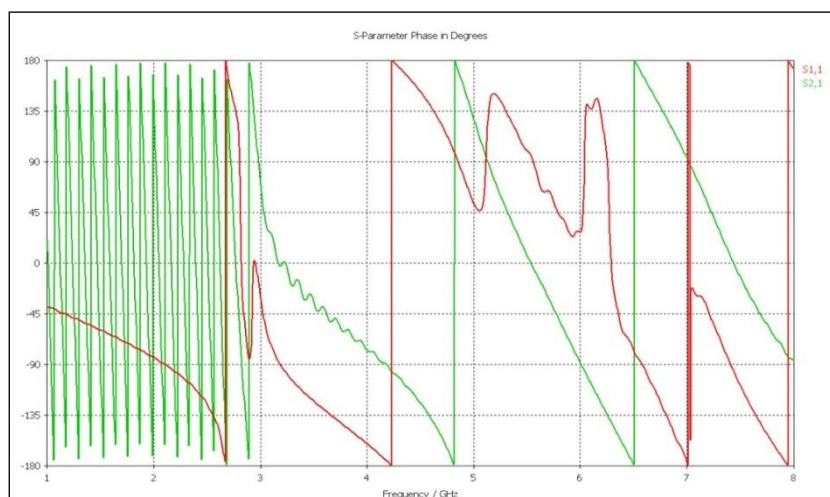


Fig. 3.33. Fase de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.30 y la Fig. 3.31. En verde se muestra el parámetro de transmisión, y en rojo el de reflexión.

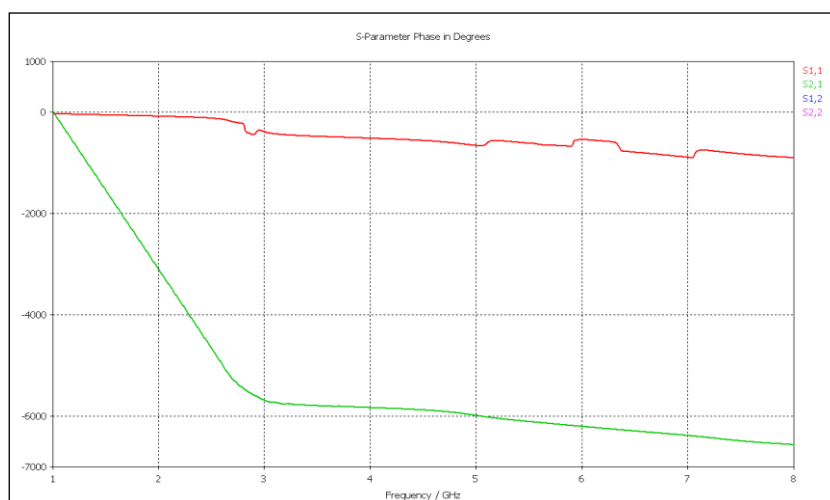


Fig. 3.34. Fase desenvuelta de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.30 y la Fig. 3.31. En verde se muestra el parámetro de transmisión, y en rojo el de reflexión.

La distancia entre las primeras dos frecuencias de trabajo es de 0.877 GHz, mientras que entre las dos últimas es de 1.008 GHz. Esto indica que la función fase en la banda de paso de nuevo es bastante lineal, como se puede apreciar en la Fig. 3.33 y en la Fig. 3.34. Del mismo modo que ocurría en el circuito 4, el problema de este circuito es que las pérdidas de inserción en la primera banda son demasiado altas en comparación con las otras dos, haciendo a esta poco adecuada para ser utilizada. Las pérdidas de retorno, sin embargo, en el peor de los casos⁴⁴ están por debajo de 20dB, por lo que presenta una mejor adaptación que el otro circuito. Suponiendo que se usen simplemente dos frecuencias de trabajo, como suele ser el caso en circuitos CRLH convencionales, se obtendrían pérdidas de inserción de 3.849 dB y pérdidas de retorno de 23.45 dB en el peor de los casos (tercera banda), valores un poco malos.

⁴⁴ S_{11} en la primera banda de paso.

De nuevo, se podría actuar sobre la parte RH para desplazar levemente las frecuencias de trabajo hacia abajo, ya que la tercera se encuentra cerca del final de la banda de paso de la línea CRLH.

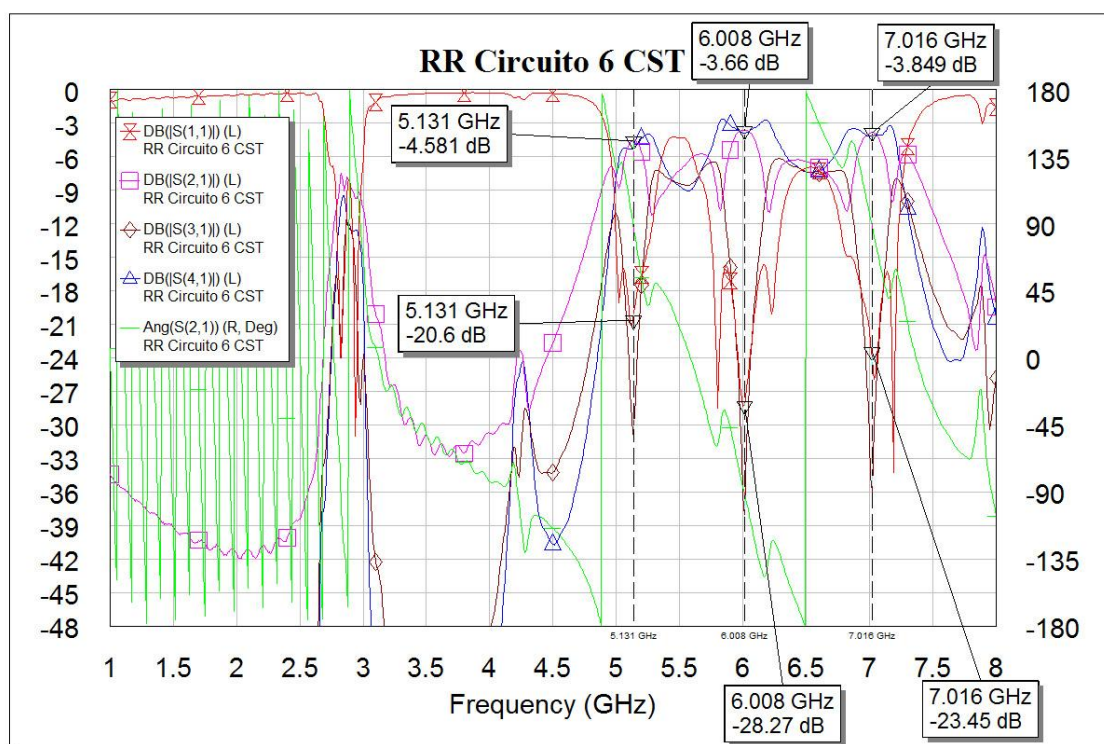


Fig. 3.35. Pérdidas de Inserción y de Retorno del Rat Race CRLH implementado con líneas de 4 celdas como la mostrada en la Fig. 3.30 y en la Fig. 3.31. La impedancia de entrada de los puertos del Rat Race es de nuevo 35.36Ω .

CIRCUITO 7: LÍNEA CRLH μ STRIP DE 5 CELDAS

El circuito en este caso es el que se muestra a continuación en la Fig. 3.36 y en la Fig. 3.37.

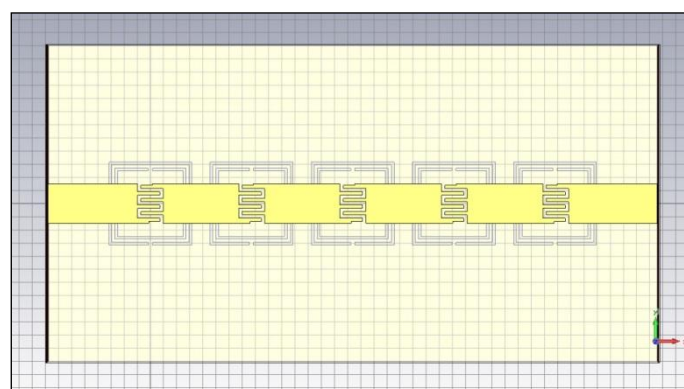


Fig. 3.36. Línea CRLH μ strip de cinco celdas. Parte superior.

Éste circuito presenta una banda de paso bien diferenciada entre 4.06 GHz y 7.81 GHz, hecho que se puede observar en la Fig. 3.38. Dentro de esa banda de paso, se pueden observar cuatro puntos con desfase de $\pm\lambda/4$, a 4.51 GHz, a 5.5 GHz, a 6.6 GHz y a 7.61 GHz.

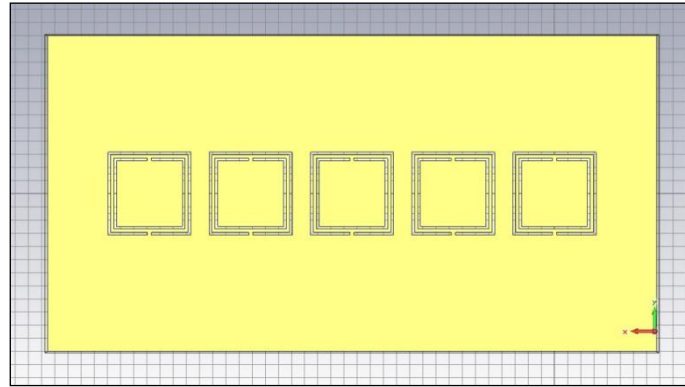


Fig. 3.37. Línea CRLH μ strip de cinco celdas. Parte inferior.

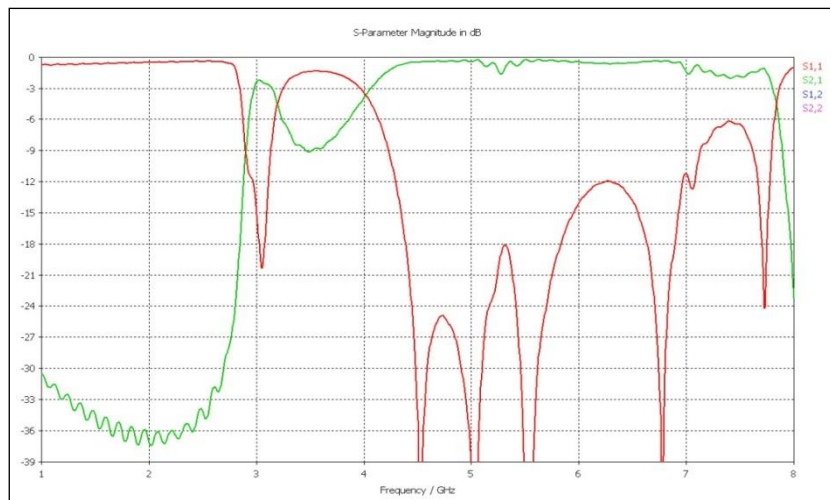


Fig. 3.38. Módulo de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.36 y la Fig. 3.37. En verde se muestra el parámetro de transmisión, y en rojo el de reflexión.

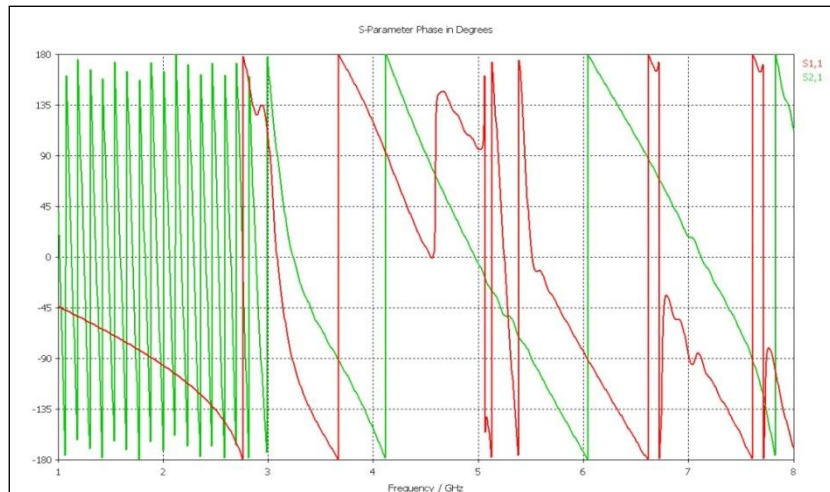


Fig. 3.39. Fase de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.36 y la Fig. 3.37. En verde se muestra el parámetro de transmisión, y en rojo el de reflexión.

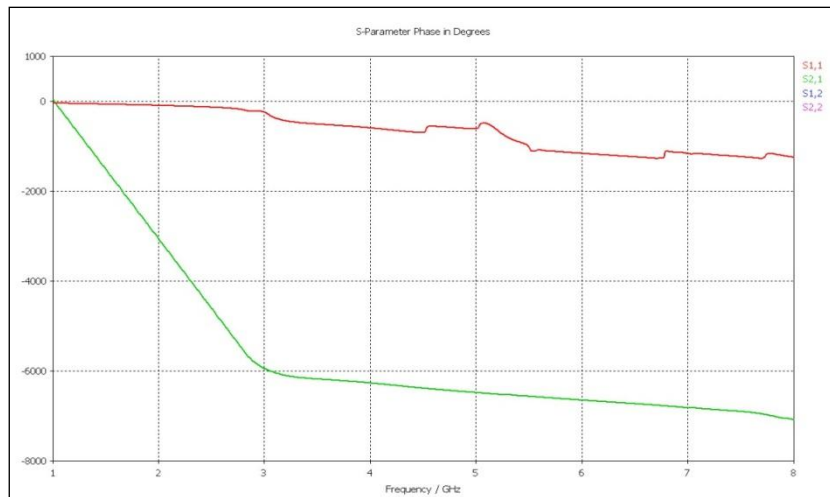


Fig. 3.40. Fase desvuelta de los parámetros S del circuito de la Fig. 3.36 y la Fig. 3.37. En verde se muestra el parámetro de transmisión, y en rojo el de reflexión.

De nuevo, si se observa la fase de la Fig. 3.39, se puede apreciar que varía muy rápidamente hasta aproximadamente los 3 GHz, fenómeno que se puede observar más detalladamente observando la fase desvuelta de la Fig. 3.40. Parece ser que cuando el número de celdas es mayor o igual a cuatro, la línea presenta un desfase con una pendiente muy alta a bajas frecuencias.

De nuevo, se exportan sus parámetros S para poder emplearlos en AWR. El *Rat Race* generado, el cual emplea la línea de la Fig. 3.36 y Fig. 3.37, presenta los resultados que se muestran a continuación en la Fig. 3.41.

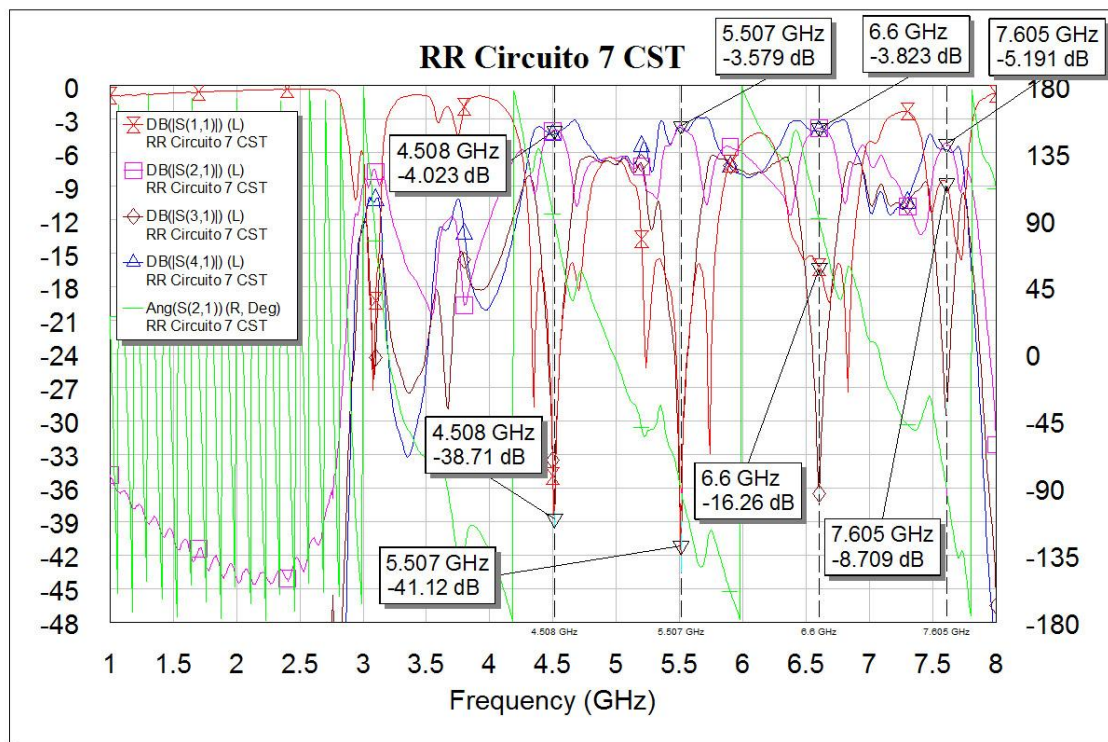


Fig. 3.41. Pérdidas de Inserción y de Retorno del *Rat Race* CRLH implementado con líneas de 5 celdas como la mostrada en la Fig. 3.36 y en la Fig. 3.37. La impedancia de entrada de los puertos del *Rat Race* es de nuevo 35.36Ω .

Los resultados son los esperados, generándose cuatro bandas de paso en los puntos donde los desfases de la línea son de $\pm\lambda/4$.

La distancia entre frecuencias de trabajo es de 0.999 GHz, 1.093 GHz y 1.005 GHz conforme se aumenta la frecuencia. Esto indica que la función fase en la banda de paso es muy lineal, como se puede apreciar en la Fig. 3.39 y en la Fig. 3.40. Las pérdidas de inserción en la última banda de paso son exageradamente altas por lo que no se podría hablar de funcionamiento pleno en cuatro bandas. La primera tampoco presenta unos resultados demasiado buenos, y las dos bandas centrales arrojan resultados más o menos aceptables. Las pérdidas de retorno van empeorando conforme se aumenta la frecuencia, con valores en torno a 16 dB en la tercera banda, y unos inadmisibles 8.7dB en la cuarta y última.

ANÁLISIS DE LAS SIMULACIONES EN AWR

Los datos extraídos de la simulación de los híbridos implementados con los circuitos planteados son los que se muestran en la Tabla 3.1.

Línea $\lambda/4$ empleada			C3	C4	C5	C6	C7
1ª Banda	f_c [GHz]		3.77	3.342	3.508	5.131	4.508
	Pérdidas Inserción [dB]	$ S_{21} $	3.516	4.284	3.545	4.581	4.023
		$ S_{41} $	3.699	4.754	3.686	5.237	4.416
	Pérdidas Retorno [dB]	$ S_{11} $	19.1	17.2	15.34	20.6	38.71
		$ S_{31} $	39.73	32.52	40.78	30.84	34.85
2ª Banda	f_c [GHz]		---	4.753	5.006	6.008	5.507
	Pérdidas Inserción [dB]	$ S_{21} $	---	3.484	3.846	3.66	3.579
		$ S_{41} $	---	3.647	4.053	3.895	3.783
	Pérdidas Retorno [dB]	$ S_{11} $	---	27.84	12.39	28.27	41.12
		$ S_{31} $	---	41.21	37.46	38.16	38.96
3ª Banda	f_c [GHz]		---	6.509	---	7.016	6.6
	Pérdidas Inserción [dB]	$ S_{21} $	---	3.517	---	3.849	3.823
		$ S_{41} $	---	3.696	---	4.154	4.084
	Pérdidas Retorno [dB]	$ S_{11} $	---	23.46	---	23.45	16.26
		$ S_{31} $	---	40.26	---	35.97	36.51
4ª Banda	f_c [GHz]		---	---	---	---	7.605
	Pérdidas Inserción [dB]	$ S_{21} $	---	---	---	---	5.191
		$ S_{41} $	---	---	---	---	5.748
	Pérdidas Retorno [dB]	$ S_{11} $	---	---	---	---	8.709
		$ S_{31} $	---	---	---	---	29.5
Separación [GHz]	$f_1 \leftrightarrow f_2$		---	1.411	1.498	0.877	0.999
	$f_2 \leftrightarrow f_3$		---	1.756	---	1.008	1.093
	$f_2 \leftrightarrow f_3$		---	---	---	---	1.005
Longitud total de la línea $\lambda/4$ [mm]			14.70	31.50	41.10	43.80	46.30

Tabla 3.1. Pérdidas de Inserción y de Retorno de los cinco *Rat Race* CRLH implementados con las líneas planteadas evaluadas en las frecuencias de trabajo disponibles.

En general los resultados no son demasiado buenos. Se han marcado en rojo las pérdidas de inserción superiores a 4dB (1dB por encima del resultado teórico de un *Rat Race* ideal) y las pérdidas de retorno inferiores a 20dB.

La obtención de un híbrido con 3 ó 4 bandas simultaneas es muy complejo, ya que en esos casos la banda de paso disponible en la línea $\lambda/4$ no es lo suficientemente ancha como para que todos los pasos por $\pm\lambda/4$ caigan dentro de ella en una zona con bajas pérdidas y suficientemente separados de los límites de la banda.

Si hay algún circuito que destaca por su buen funcionamiento, éste es el circuito 4 (ver Fig. 3.20 y Fig. 3.21), formado por tres celdas en tan solo 31,50 mm. Desestimando la primera banda, ya que presenta valores francamente malos, se pueden utilizar las dos bandas superiores con valores bastante buenos.

El principal problema que se plantea en este tipo de circuitos es la complejidad para conseguir frecuencias de funcionamiento bajas, dado que para ello sería preciso emplear un condensador de alta capacidad. Para poder conseguirlo, habría que emplear un IDC con una ranura muy estrecha (algo imposible en este caso, ya que existen limitaciones impuestas por el proceso de creación del circuito) y unos ‘dedos’ muy largos (que generarían resonancias no deseadas conforme aumenta la frecuencia).

Para poder conseguir frecuencias más bajas, se podría recurrir a emplear condensadores con los ‘dedos’ cortocircuitados (WBIDCs⁴⁵), que permitirían aumentar en cierta medida la longitud de los ‘dedos’ mejorando sensiblemente el problema de las resonancias, aunque tampoco iban a permitir conseguir capacidades demasiado altas.

Otra opción pasa por emplear condensadores Metal-Aislante-Metal (MIM), con los cuales se pueden obtener capacidades mucho más altas y mayores anchos de banda, pero el proceso de fabricación es bastante complejo.

Por último, se podrían emplear condensadores SMD. El principal inconveniente es simular los condensadores en el software de simulación EM, además de que habría que compensar los parásitos asociados. La principal ventaja es que se podrían meter valores de capacidad tan altos como fuese necesario, por lo que seguramente se podrían conseguir circuitos que funcionen a bajas frecuencias, como por ejemplo las de telefonía móvil GSM y DCS. A pesar de que los circuitos dejarían de ser completamente impresos, el número de componentes a soldar sería mucho menor que en el CRLH convencional de elementos concentrados.

⁴⁵ *Wire-Bonded InterDigital Capacitors* – Condensadores interdigitales enlazados con cable.

PROCESO DE FABRICACIÓN Y MEDIDA

Una vez que se han diseñado los siete circuitos del estudio, se pasa a su fabricación. Para ello se exportan los *layout* en formato .dxf para posteriormente componer mediante AutoCAD una única pieza que contenga todos los circuitos diseñados; de este modo, solo habrá que realizar el proceso de fabricación una sola vez. La pieza completa se pone a disposición del maestro de laboratorio, que será el encargado de su fabricación.

En el proceso de fabricación, los dos *layout* (superior e inferior, ya que estos circuitos también tienen componentes en el plano de masa) se imprimen en láminas de acetato con el objetivo de generar las máscaras necesarias para el proceso de fabricación. Empleando una placa *μstrip* fotosensible positiva, las máscaras y una insoladora, se consigue eliminar el cobre de las zonas donde sobra. Dichas zonas son las que reciben luz, por tanto son las zonas transparentes de las máscaras.

Una vez se han fabricado las placas, se le sueldan los conectores, concluyendo así el proceso de fabricación. Por último se pasa a medir los circuitos con el analizador de redes.

CORRECCIÓN DE LAS MEDIDAS

Para realizar las medidas se emplea un analizador de redes Agilent E8364B que previamente ha de ser calibrado. La cuestión es que los cables de conexión del analizador tienen conectores RPC-2.40 de 2.4 mm, mientras que los conectores que se han empleado en nuestros circuitos son SMA de 3.5 mm, por lo que es inevitable el uso de transiciones. Dichas transiciones van a introducir cierta longitud eléctrica, por lo que mediante software (*AWR Microwave office*) se van a compensar dichas transiciones. Para ello, se realiza una medida de las dos transiciones en serie, simplemente conectando entre si los dos cables con ambas transiciones en su sitio.

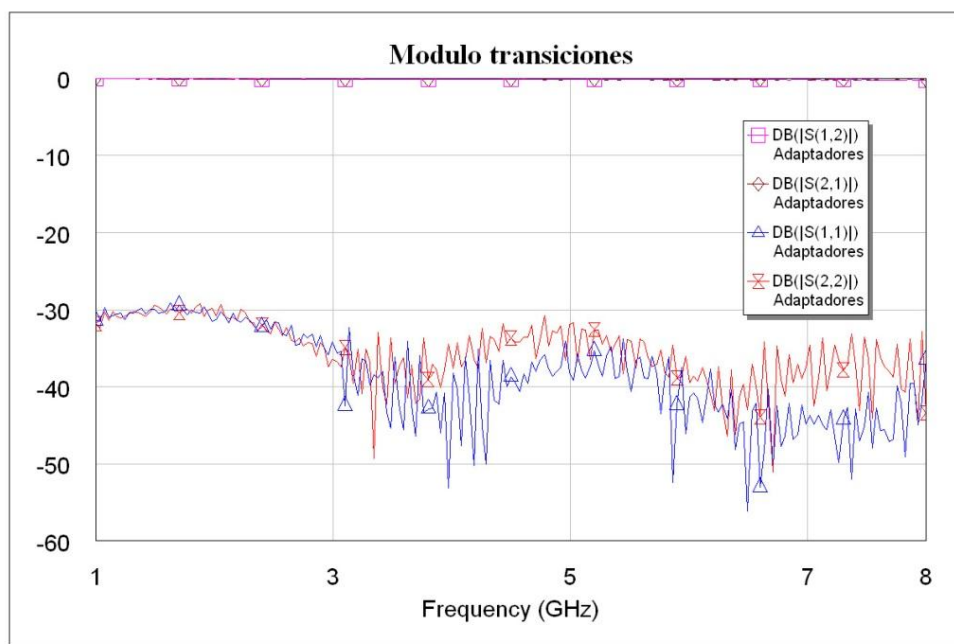


Fig. 3.42. Módulo de los parámetros S de las dos transiciones en serie.

Observando el módulo de los parámetros S de la Fig. 3.42 se puede apreciar que las pérdidas por reflexión están por debajo de -30dB en la banda de trabajo, por lo que no van a modificar casi nada las medidas.

Si se observa la Fig. 3.43, se saca en conclusión que las transiciones van a introducir ciertas pérdidas, del orden de los 0.1dB, un valor bastante bajo pero a tener en cuenta.

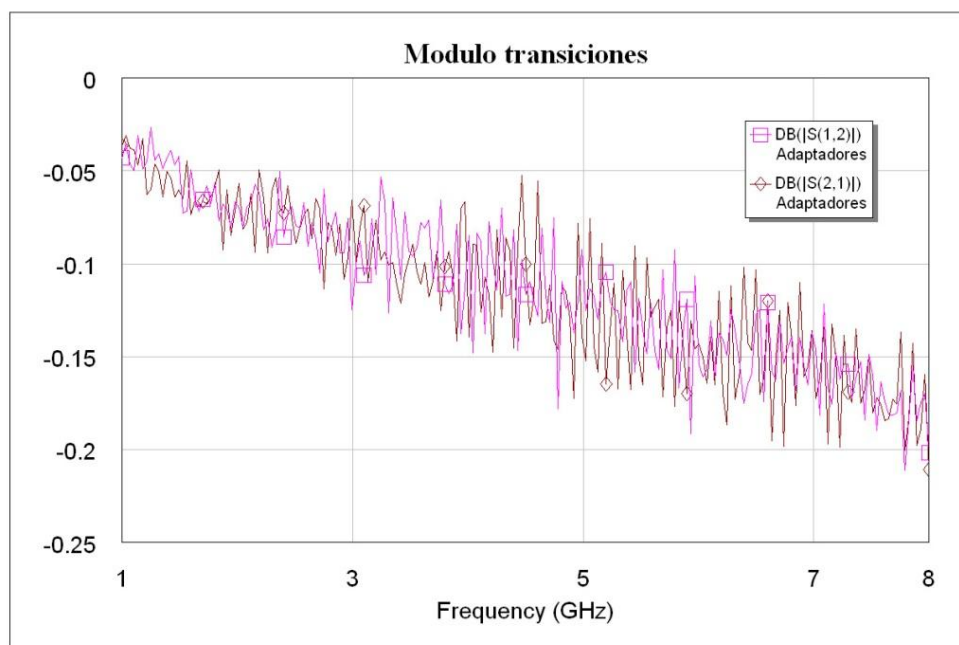


Fig. 3.43. Detalle de los parámetros S_{21} y S_{12} de las dos transiciones en serie.

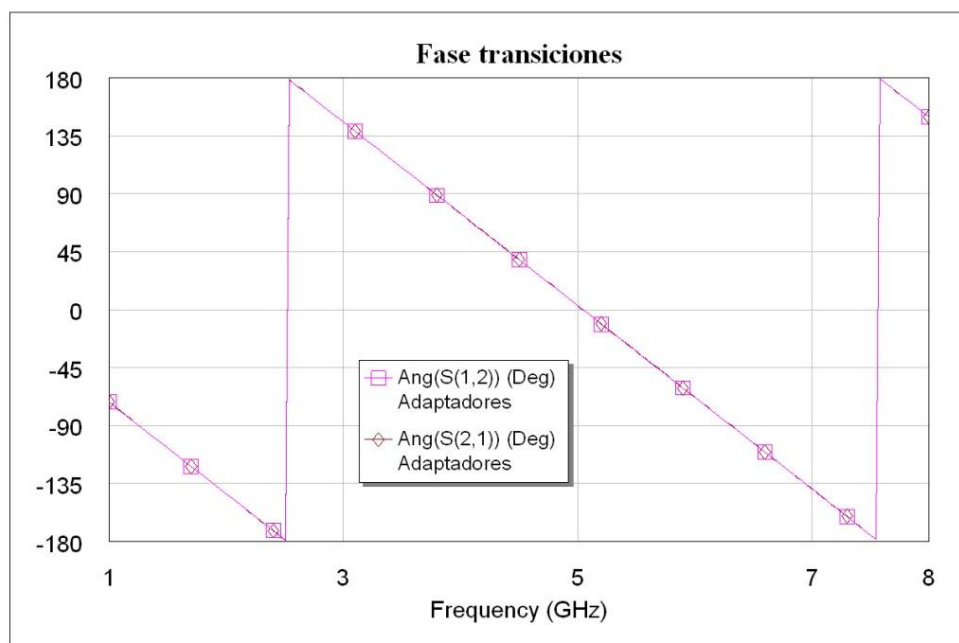


Fig. 3.44. Fase de los parámetros S_{21} y S_{12} de las dos transiciones en serie.

Para tratar de compensar el desfase introducido por las transiciones (ver Fig. 3.44), se van a añadir dos trozos de línea sin pérdidas de longitud negativa en los extremos. El modelo empleado es el que se muestra en la Fig. 3.45.

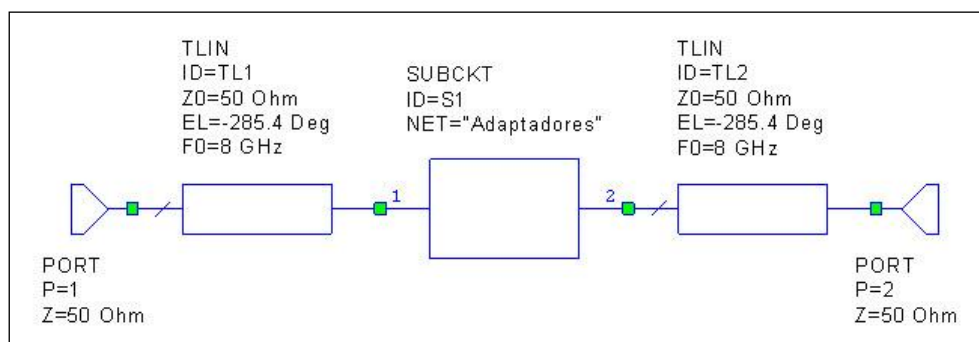


Fig. 3.45. Esquemático de las líneas correctoras.

Se puede apreciar en la Fig. 3.44 que la longitud eléctrica introducida por las transiciones a 8GHz es de $-570,8^\circ$, por lo que, suponiendo que ambas transiciones tienen longitudes eléctricas similares, se han de añadir dos líneas ficticias idénticas de longitud eléctrica $285,4^\circ$ a 8GHz, para así hacer que el conjunto no introduzca ningún desfase.

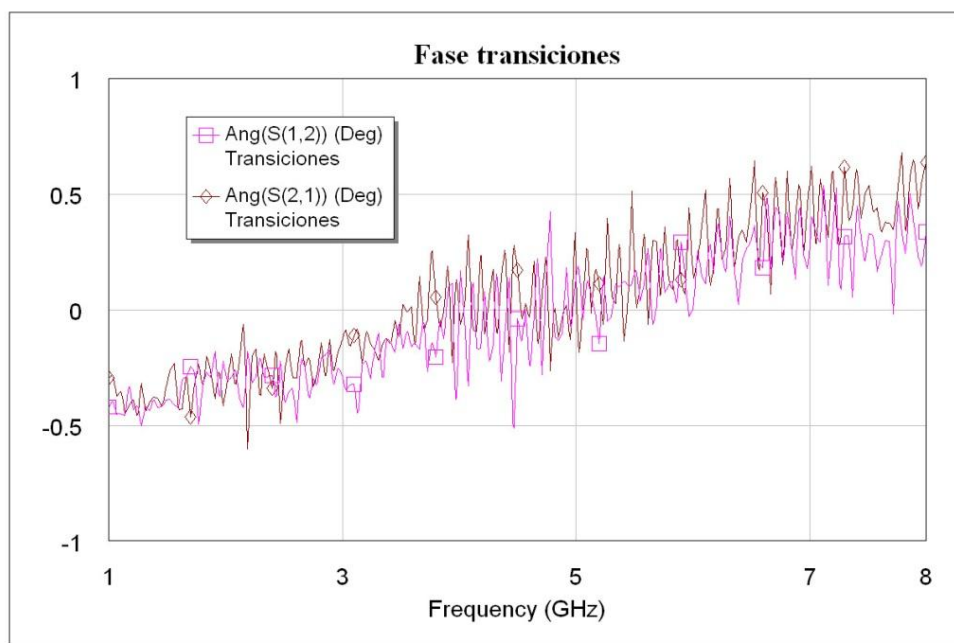
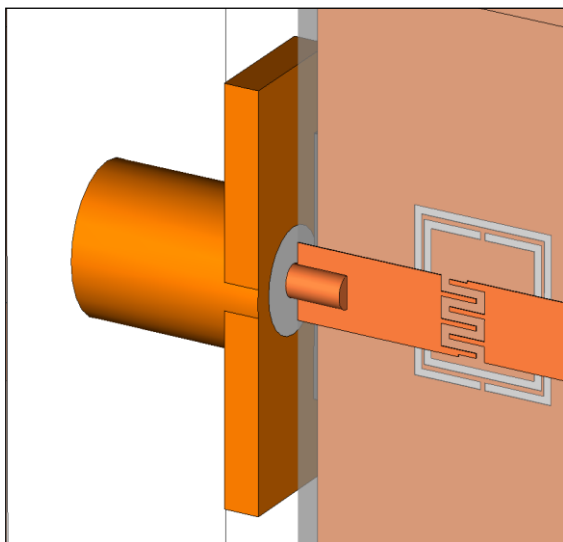


Fig. 3.46. Fase de los parámetros S_{21} y S_{12} del circuito de la Fig. 3.45 con las longitudes adecuadas de las líneas de compensación.

Como se puede apreciar en la Fig. 3.46, empleando esta corrección el desfase introducido por el conjunto está acotado entre $-0,5^\circ$ y $0,5^\circ$ para todo el rango de frecuencias, por lo que las medidas prácticamente no van a verse afectadas por las transiciones empleadas.

CONECTORES SMA



Llegados al punto de tener que comparar las medidas con los resultados de las simulaciones, se deberían incluir en la simulación los conectores SMA⁴⁶ que se han soldado en las placas, necesarios para la medida del circuito.

Los conectores utilizados en este caso han sido de panel en vez de para montaje en placa, aspecto que puede haber influido en que en algunos casos hayan quedado algo separados de la placa del circuito. Dichas separaciones se han medido y tenido en cuenta a la hora de simular el circuito.

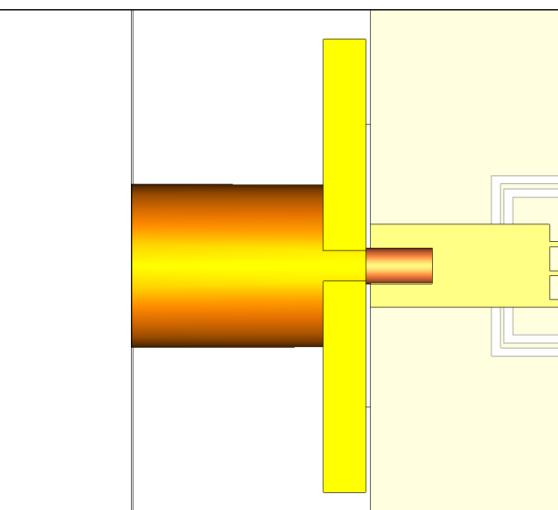
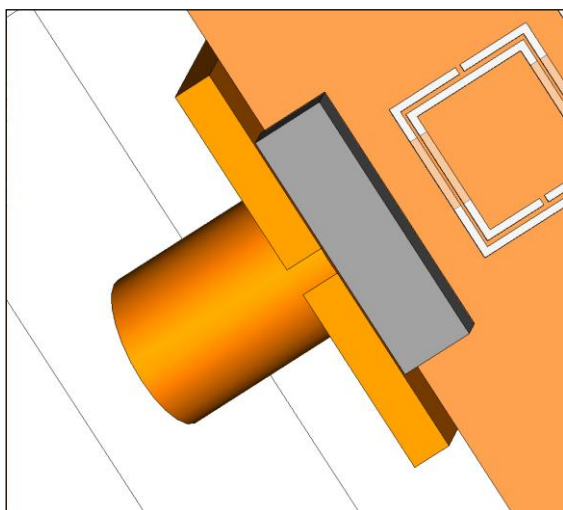


Fig. 3.47. Detalle de los modelos realizados en CST para tener en cuenta la influencia de los conectores en los circuitos.

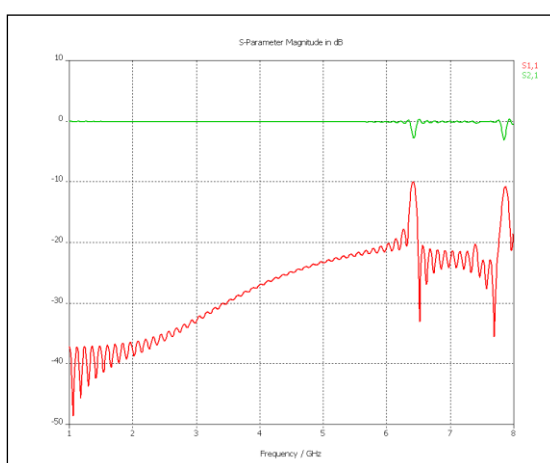
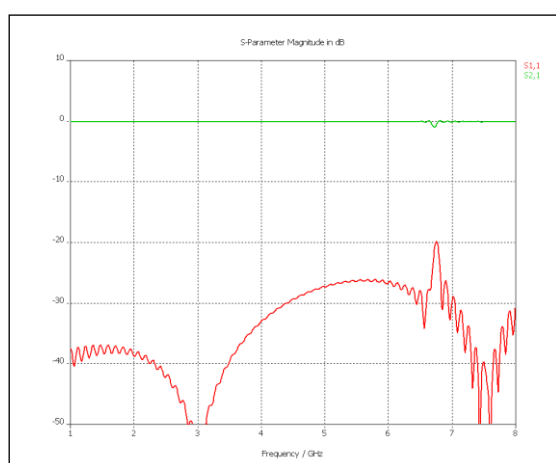


Fig. 3.48. Módulo de los parámetros S_{21} y S_{12} de una línea μ strip sin (izquierda) y con (derecha) conectores.

⁴⁶ *SubMiniature version A* - Tipo de conector roscado para cable coaxial utilizado en microondas.

Como se puede comprobar observando la Fig. 3.48 y la Fig. 3.49, el mero hecho de añadir los conectores va a incrementar la longitud eléctrica de las líneas, además de añadir algún efecto parásito debido a la reorganización de los campos electromagnéticos necesaria al cambiar de línea de transmisión. Por otra parte, la separación de los conectores con respecto a su posición ideal va a incrementar aún más la longitud eléctrica y a introducir efectos no deseados, como rizados a altas frecuencias.

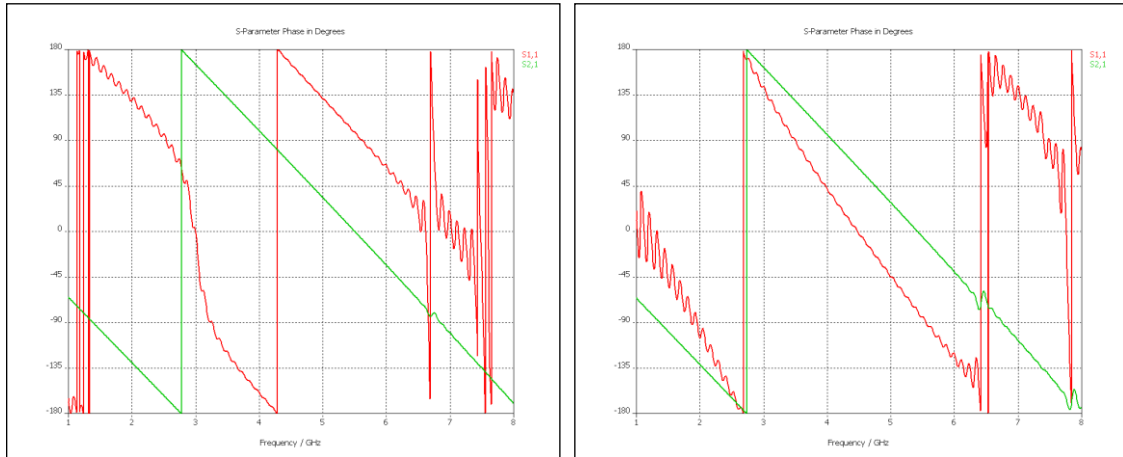


Fig. 3.49. Fase de los parámetros S_{21} y S_{12} de una línea μ strip sin (izquierda) y con (derecha) conectores.

DIMENSIONES DE LOS CIRCUITOS FABRICADOS

Por algún problema en el proceso de fabricación, los circuitos fabricados presentan dimensiones en sus elementos distintas a las planteadas. Por alguna razón el proceso hacía desaparecer más cobre del debido, haciendo que las líneas de cobre sean más delgadas, y que las ranuras sean más anchas.

Esto cobra especial importancia en nuestro caso, ya que los resonadores y los condensadores interdigitales tienen líneas y separaciones muy estrechas, del orden de 0.2 mm, y en la práctica se han convertido aproximadamente en líneas de 0.1 mm y ranuras de 0.3 mm. Del mismo modo también afecta a la impedancia de la línea, aumentando la desadaptación y por tanto las pérdidas por reflexión.

Por lo tanto, para la correcta interpretación de las medidas realizadas y posterior discusión sobre la validez del software de simulación *CST Microwave Studio*, se han medido al microscopio todos los elementos para hacer las modificaciones pertinentes sobre los circuitos a simular. De este modo, aunque los circuitos no sean los que se pretendían fabricar, se pueden observar de forma objetiva las diferencias entre simulación y realidad.

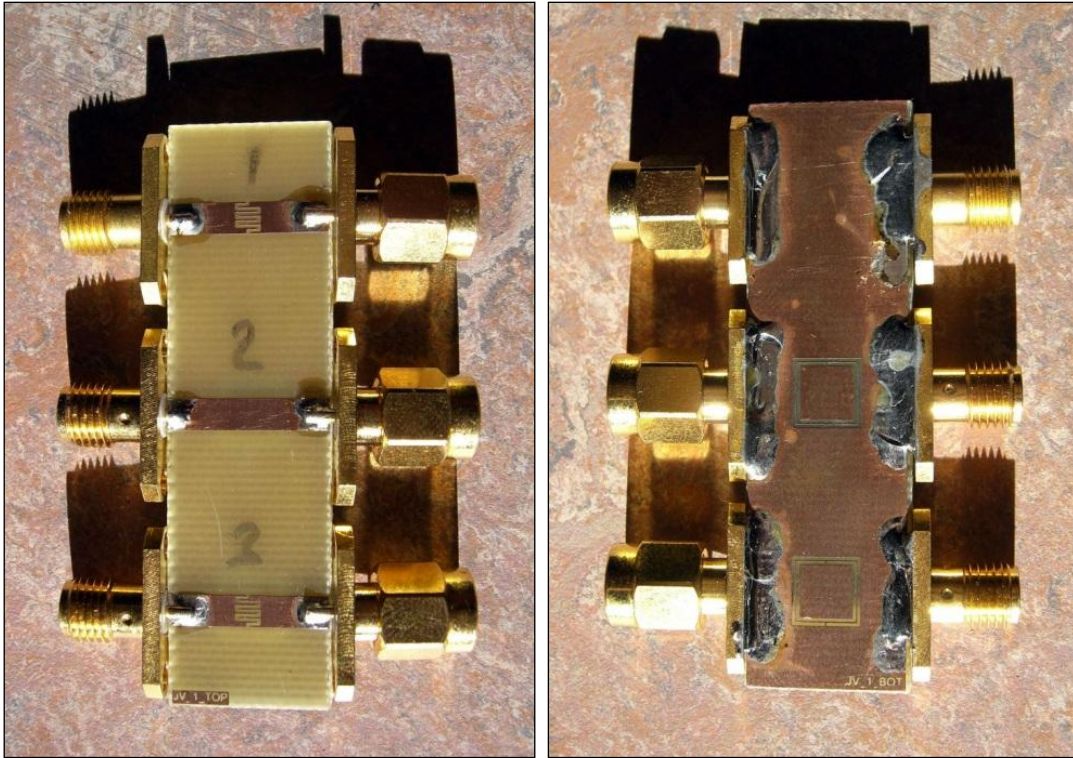


Fig. 3.50. Fotografías de los circuitos 1, 2 y 3.

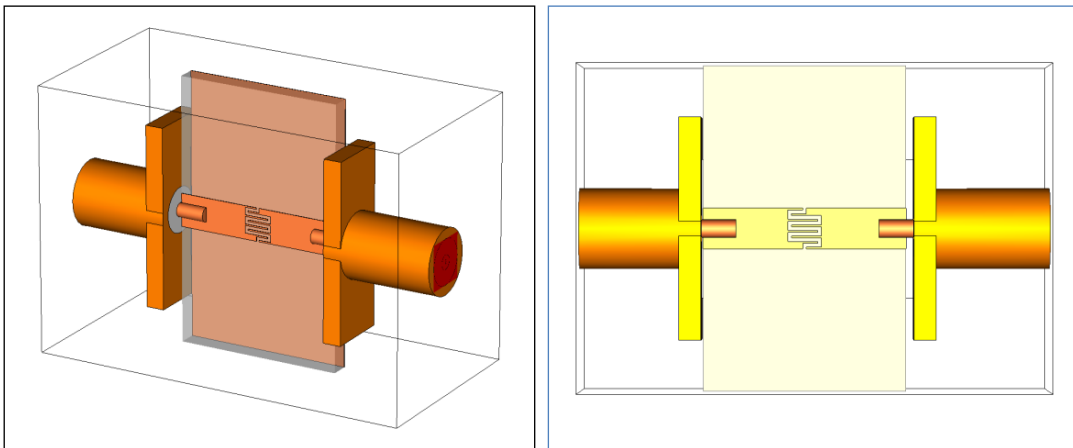


Fig. 3.51. Diseño de simulación del circuito 1.

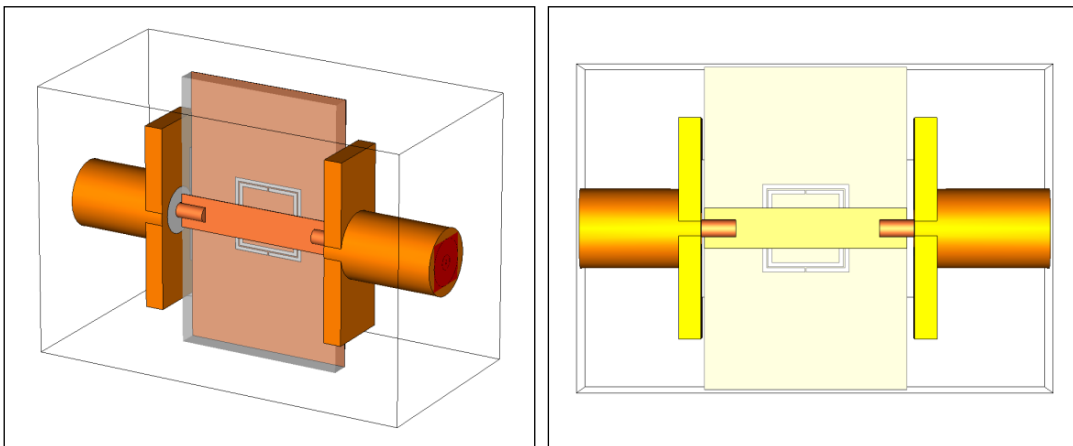


Fig. 3.52. Diseño de simulación del circuito 2.

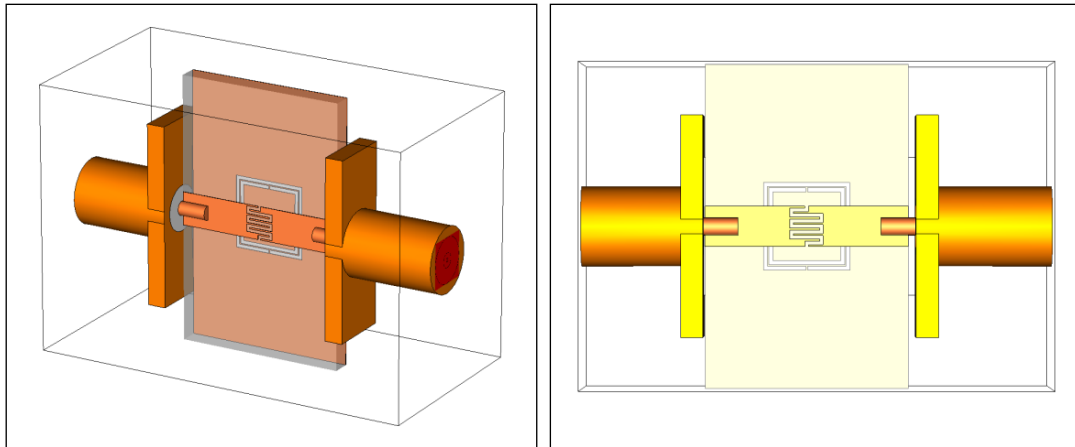


Fig. 3.53. Diseño de simulación del circuito 3.

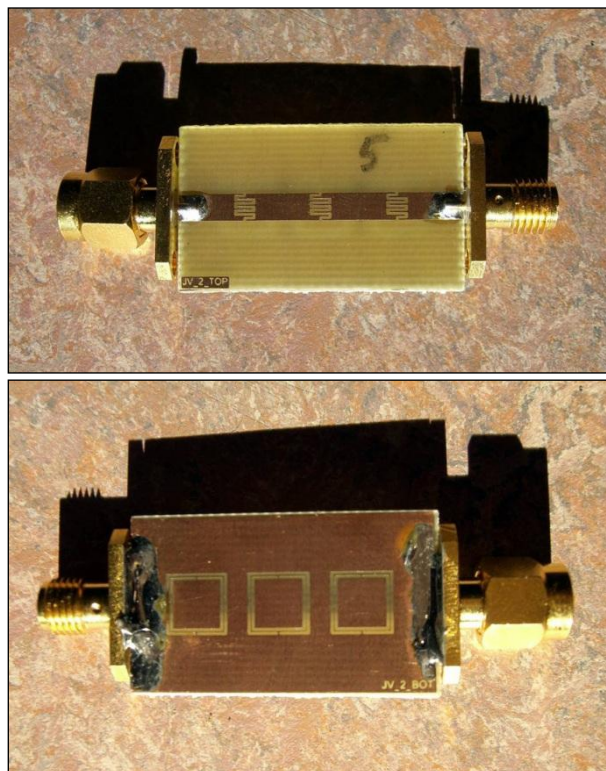


Fig. 3.54. Fotografías del circuito 4.

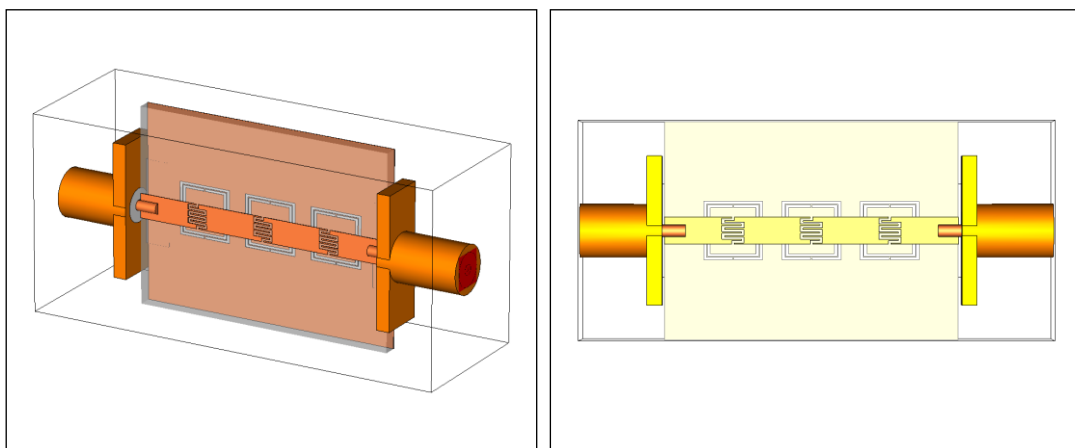


Fig. 3.55. Diseño de simulación del circuito 4.

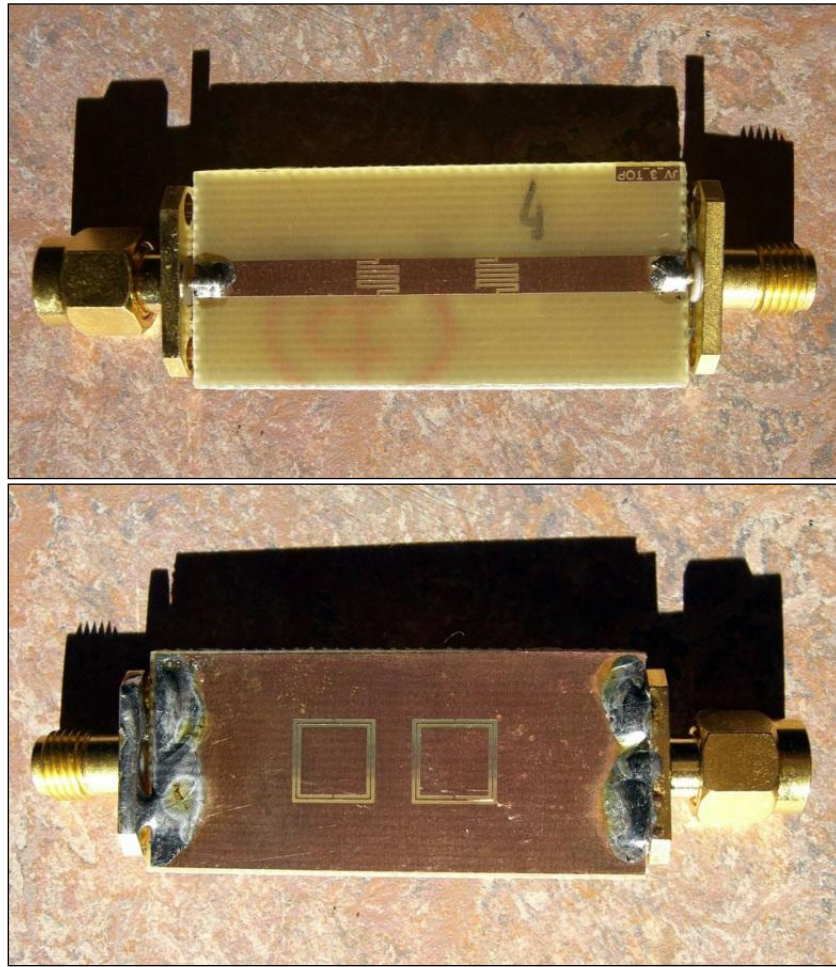


Fig. 3.56. Fotografías del circuito 5.

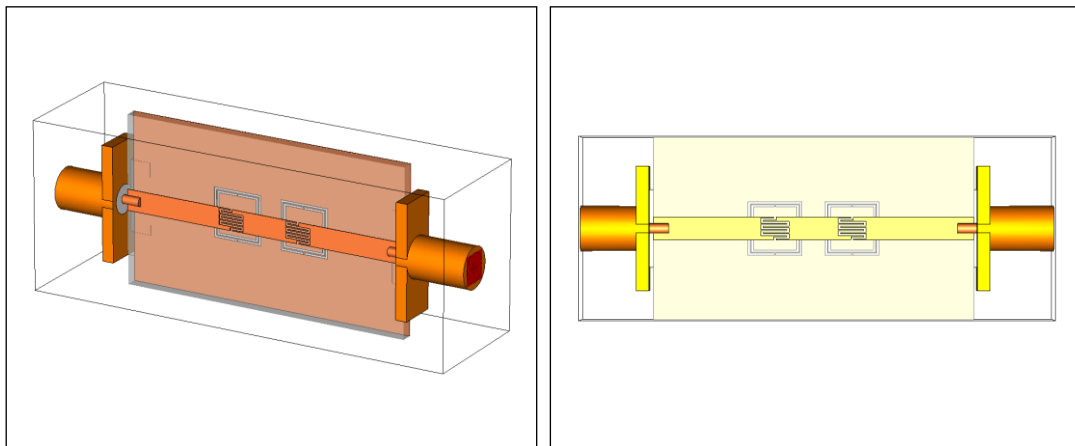


Fig. 3.57. Diseño de simulación del circuito 5.

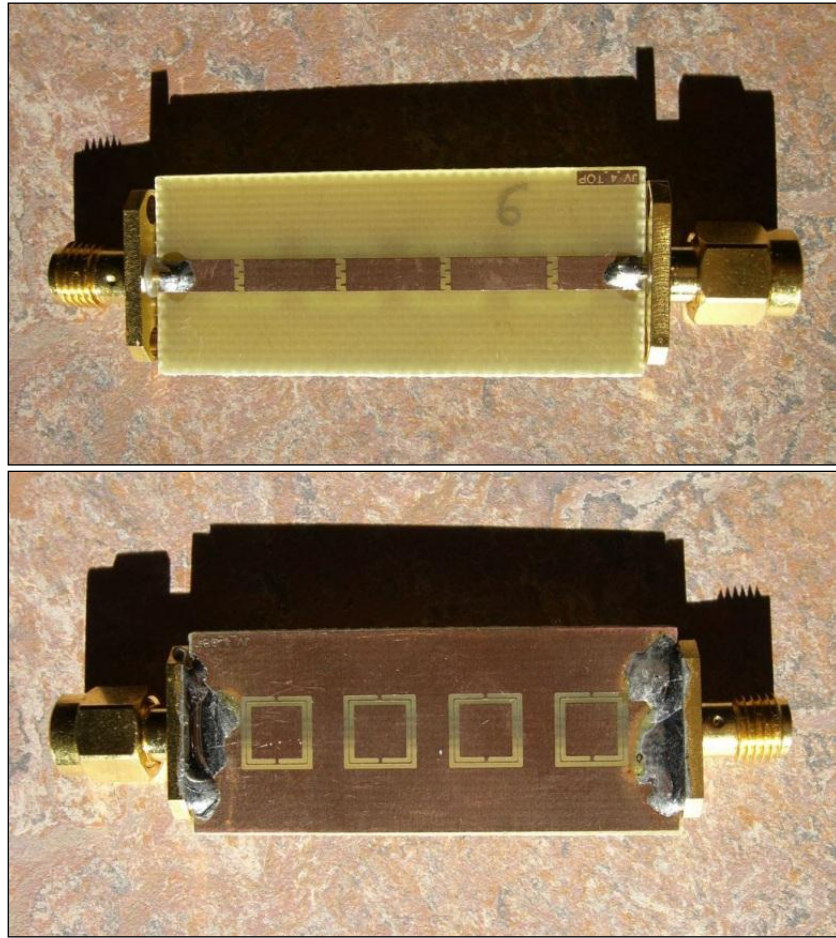


Fig. 3.58. Fotografías del circuito 6.

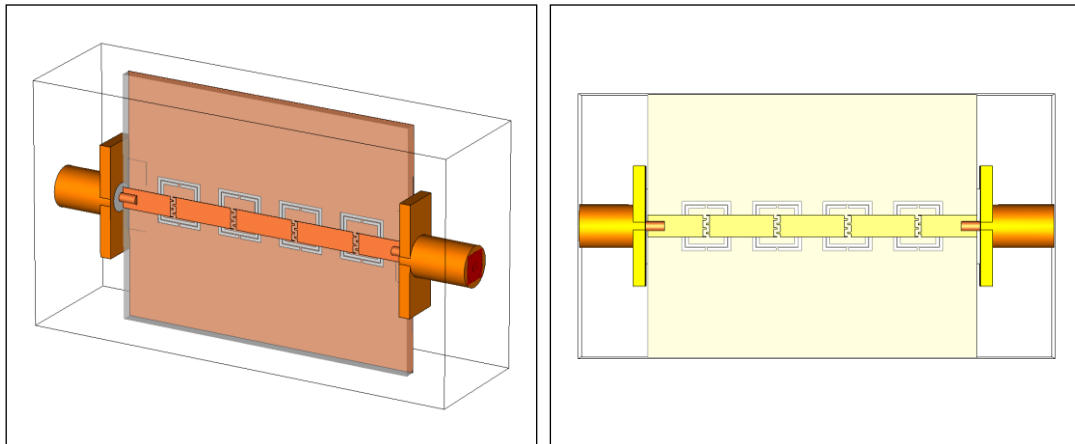


Fig. 3.59. Diseño de simulación del circuito 6.

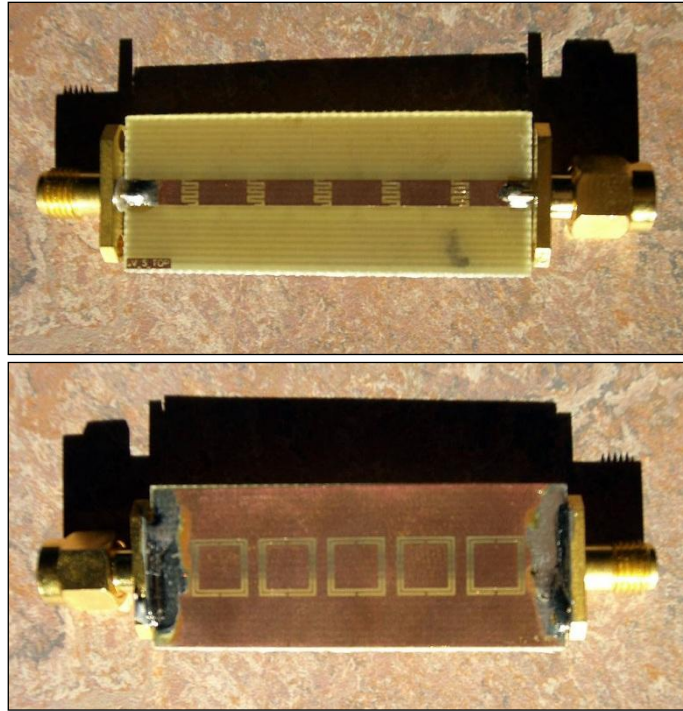


Fig. 3.60. Fotografías del circuito 7.

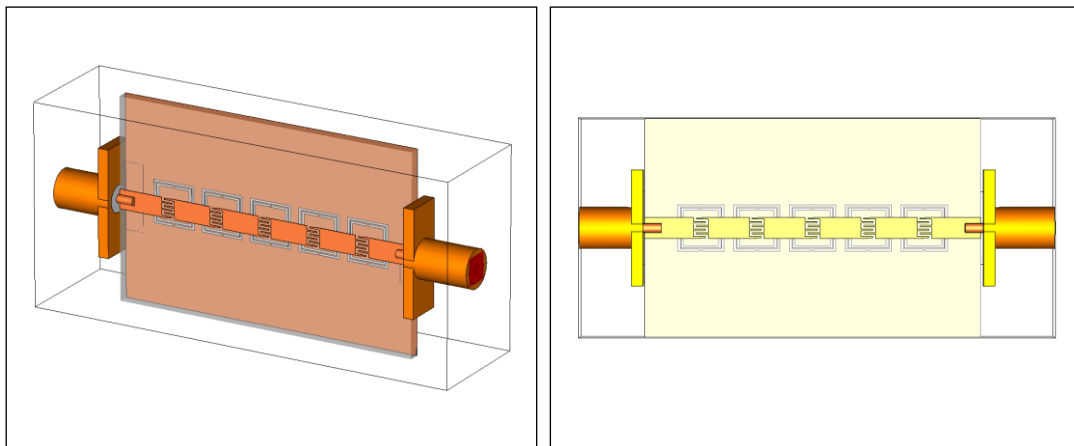


Fig. 3.61. Diseño de simulación del circuito 7.

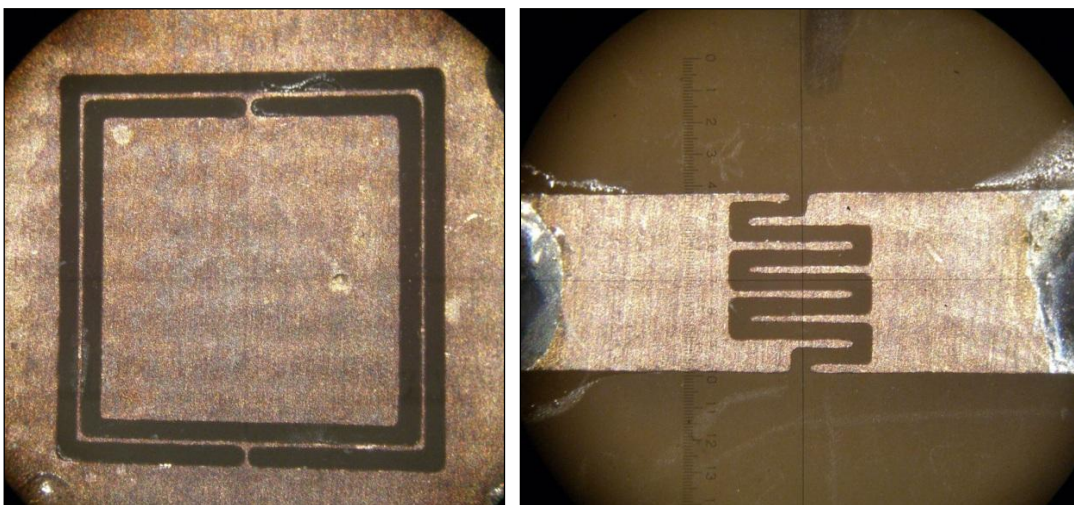


Fig. 3.62. Detalle del CSSR y la ranura del circuito 3.

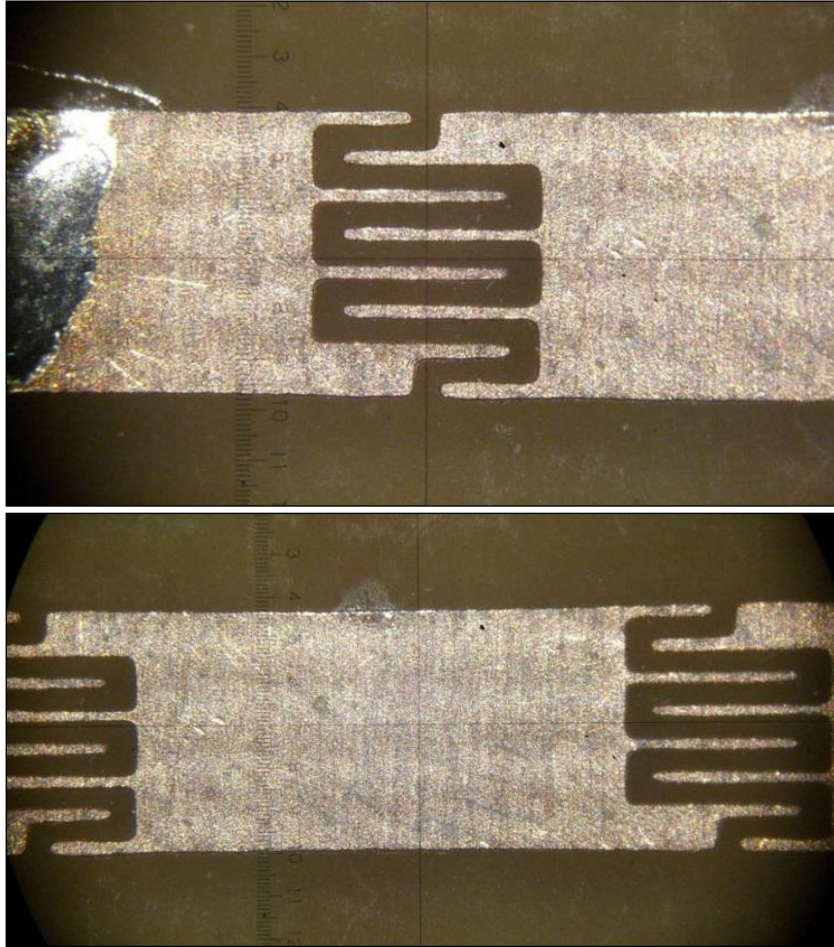


Fig. 3.63. Detalle de dos ranuras del circuito 4.

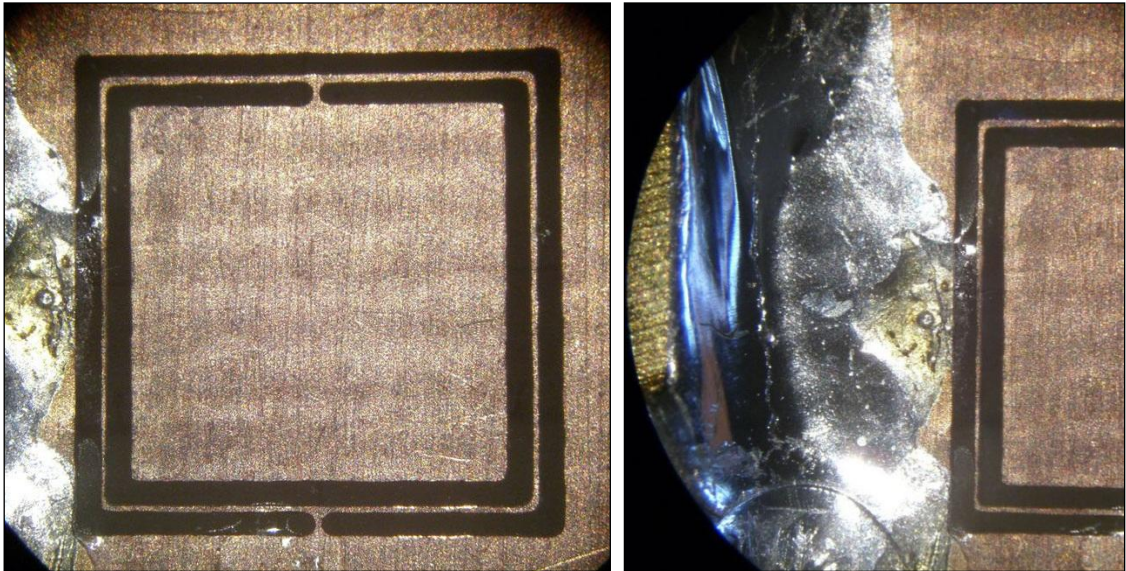


Fig. 3.64. Detalle de un CSSR y una soldadura del circuito 4.

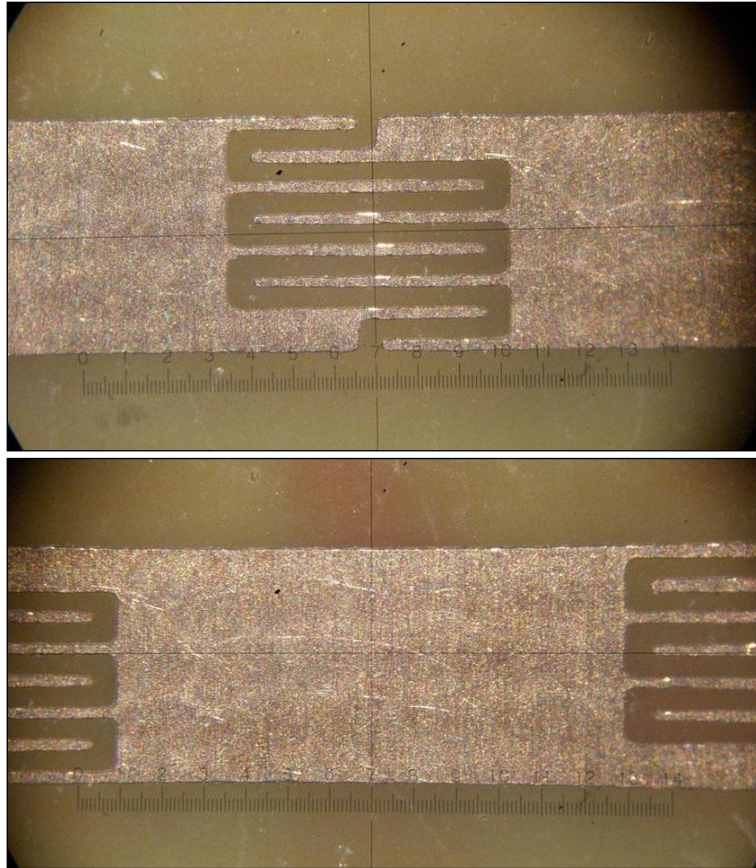


Fig. 3.65. Detalle de dos ranuras del circuito 5.

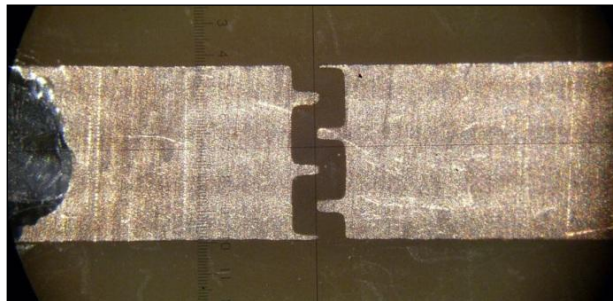


Fig. 3.66. Detalle de una ranura del circuito 6.

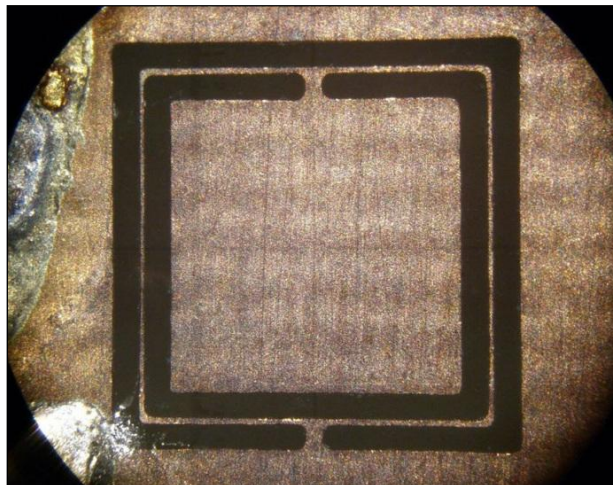


Fig. 3.67. Detalle de un CSSR y una soldadura del circuito 6.

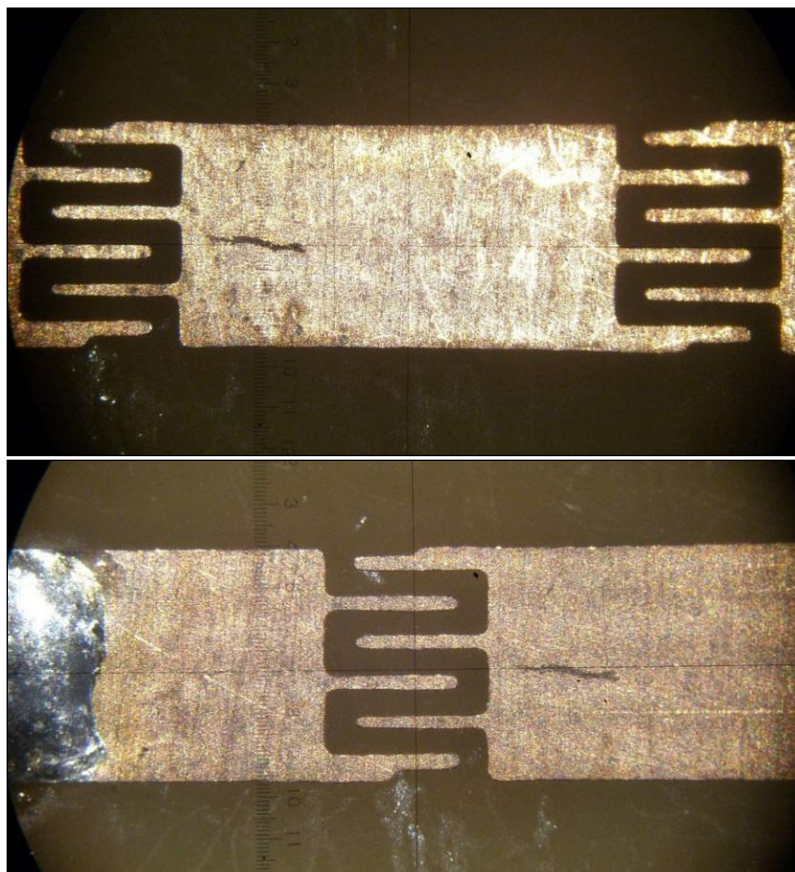


Fig. 3.68. Detalle de dos ranuras del circuito 7.

COMPARACIÓN DE LAS SIMULACIONES CON LAS MEDIDAS

Circuito 1:

El circuito de la Fig. 3.10 es un simple condensador interdigital en una línea μ strip. El efecto esperado es el de filtro paso-alto, tal y como se puede observar en la Fig. 3.69.

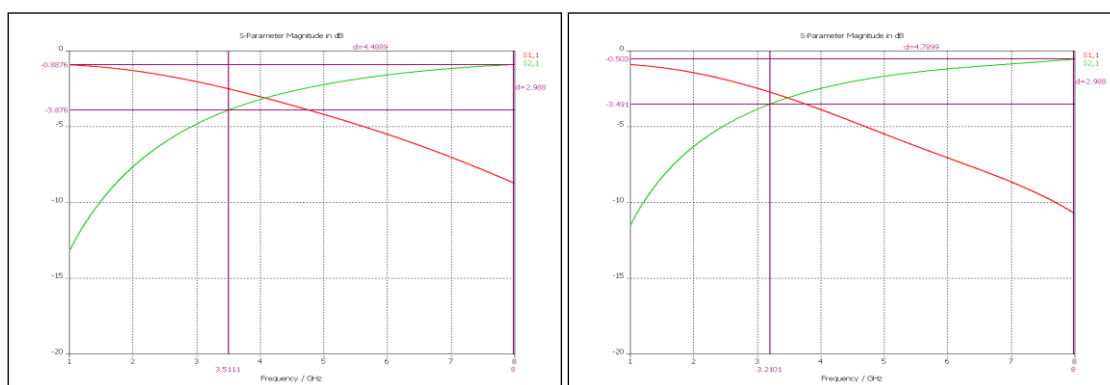


Fig. 3.69. Simulación del módulo de los parámetros S del circuito 1 original (izquierda) y del circuito 1 original ampliado en los extremos (derecha).

En la gráfica de la izquierda se pueden observar los resultados de la simulación con las dimensiones originales, con las que se pidieron fabricar. Se puede observar que la frecuencia de corte del filtro es aproximadamente 3.5 GHz.

La longitud eléctrica que introducen los conectores necesarios para la medida del circuito influye en la respuesta del filtro paso-alto. En la gráfica de la derecha de la Fig. 3.69 se puede observar la simulación con los datos originales pero añadiendo dicha longitud eléctrica. De esta forma se puede apreciar como la introducción de los conectores modifica la frecuencia de corte del filtro; ha bajado hasta los 3.2 GHz.

De todos modos, en el rango de 1 a 8 GHz no se alcanza el máximo, por lo que no se puede determinar correctamente la caída a 3 dB y por tanto la frecuencia de corte.

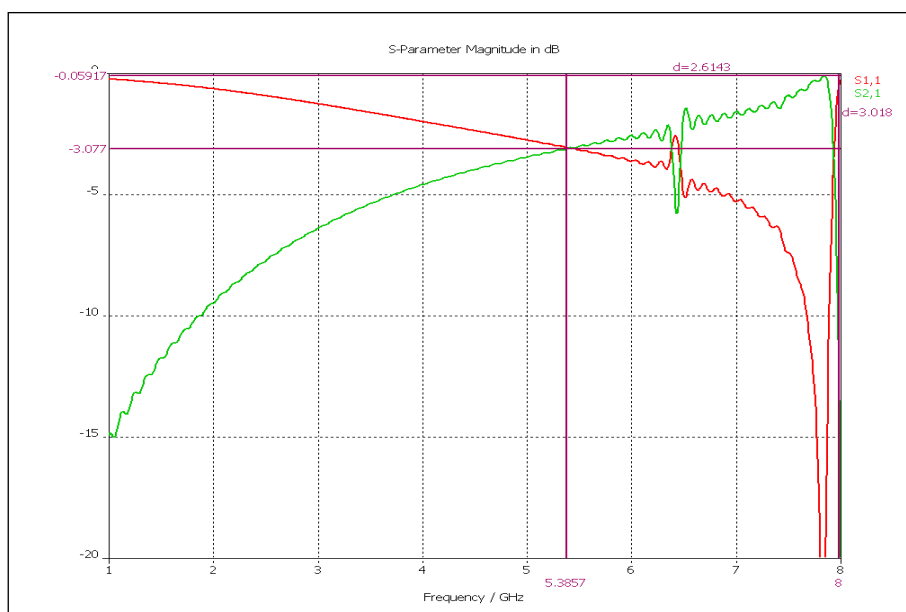


Fig. 3.70. Simulación del módulo de los parámetros S del circuito 1 real con conectores.

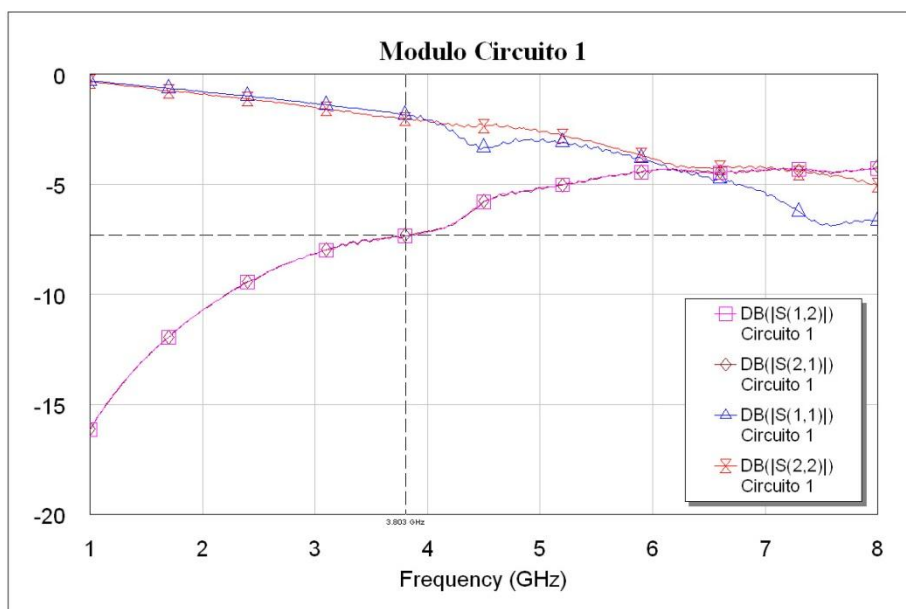


Fig. 3.71. Medida experimental del módulo de los parámetros S del circuito 1.

En la Fig. 3.70 se pueden observar los resultados de la simulación con los conectores y las dimensiones reales de los circuitos, incluidas las distancias conector-placa. La modificación del condensador interdigital hace que cambie drásticamente su capacidad, modificando el comportamiento del filtro paso-alto. En este caso, la caída a 3dB ocurre aproximadamente en 5.4 GHz. Además ha aparecido un pico de absorción en torno a los 6.5 GHz que se puede deber al paso de conector coaxial a *μstrip*. Dicha resonancia modifica la respuesta del circuito entre los 6 y 8 GHz alejándolo de la respuesta original.

En la Fig. 3.71 se pueden observar las medidas experimentales. La frecuencia de corte ha bajado hasta los 3.8 GHz, aunque esa medida no es del todo fiable porque puede que el circuito tenga algún efecto no deseado en altas frecuencias, modificando el valor máximo y por tanto la frecuencia de caída de 3dB.

Los resultados son aceptables, pero se observa que mientras el parámetro S_{11} presenta una gran similitud, la medida del S_{21} es bastante más baja que la simulación, lo que indica la existencia de pérdidas no contempladas en simulación. Dichas pérdidas son más importantes a medida que aumenta la frecuencia.

El hecho de que durante el proceso de fabricación se haya eliminado demasiado cobre, genera dos efectos importantes:

- desadaptación por la variación de la anchura de la línea.
- mayores pérdidas debidas a un condensador interdigital no compensado, con “dedos” excesivamente estrechos.

Se analizará ahora a la fase (ver Fig. 3.72 y Fig. 3.73). La fase del parámetro S_{21} es muy sensible a las variaciones de longitud de la línea, pero curiosamente muestra un parecido muy importante en todo el rango excepto en altas frecuencias. De nuevo se aprecia la resonancia a 6.5 GHz, y el comportamiento anómalo de la simulación entre los 6 y los 8 GHz.

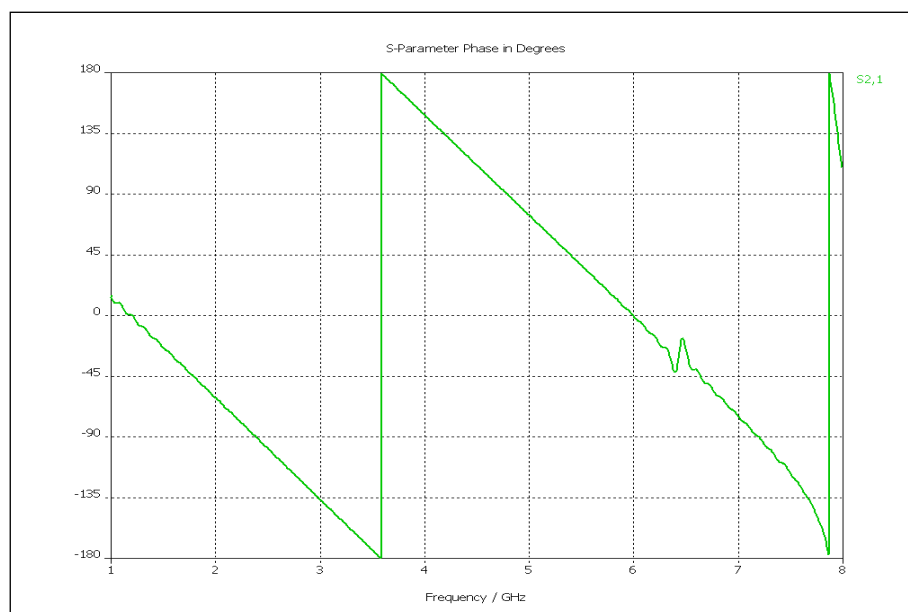
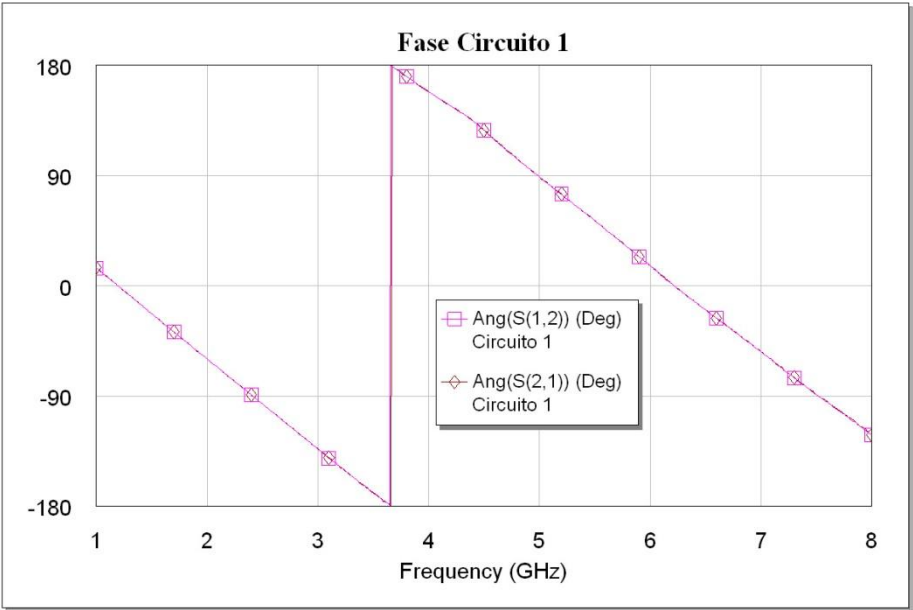


Fig. 3.72. Simulación de la fase de los parámetros S del circuito 1 real con conectores.



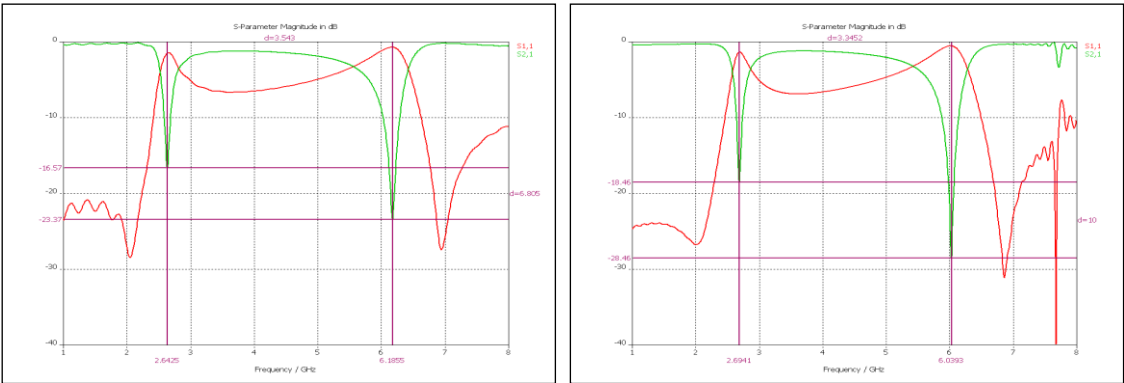
Circuito 1	-90°	90°	-90°
Simulación	2.40	4.81	7.21
Medida	2.41	4.99	7.51

Tabla 3.2. Pasos por $\pm 90^\circ$ de la fase del circuito 1.

Los pasos por $\pm 90^\circ$ sufren ligeras variaciones entre lo simulado y lo medido, sobre todo según se aumenta la frecuencia, pero en general el resultado es positivo. Se puede extraer como conclusión que el modelo de simulación de los conectores parece adecuado y el software de simulación parece funcionar adecuadamente para este tipo de circuito.

Circuito 2:

El circuito de la Fig. 3.13 es un CSSR grabado en el plano de masa de una línea μ strip. El efecto esperado es la aparición de una fuerte absorción de energía a la frecuencia de resonancia del CSSR.



En la gráfica de la izquierda de la Fig. 3.74 se pueden observar los resultados de la simulación con las dimensiones originales. Se puede apreciar que el circuito presenta dos resonancias bien diferenciadas, una a 2.64 GHz y -16.57dB (la propia del CSSR) y la otra a 6.19GHz y -23.37dB.

La longitud eléctrica de los conectores necesarios para la medida del circuito también influye en la respuesta del circuito resonante. En la gráfica de la derecha de la Fig. 3.74 de nuevo se trata de compensar la longitud eléctrica introducida por los conectores, alargando las líneas por los lados. Se puede observar que la primera resonancia apenas varía y se sitúa en 2.69 GHz y -18.46dB, mientras que la segunda ha bajado hasta los 6.04GHz y -28.46dB.

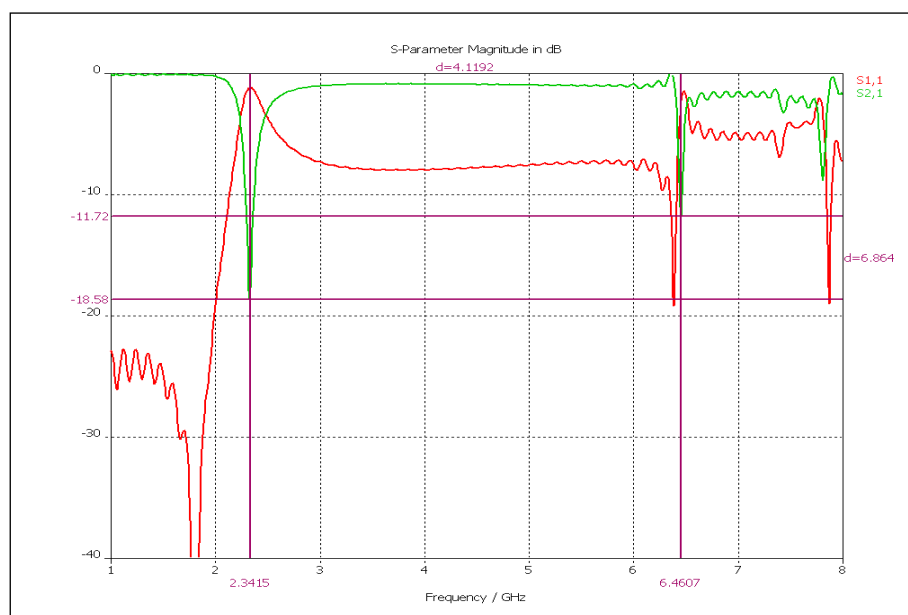


Fig. 3.75. Simulación del módulo de los parámetros S del circuito 2 real con conectores.

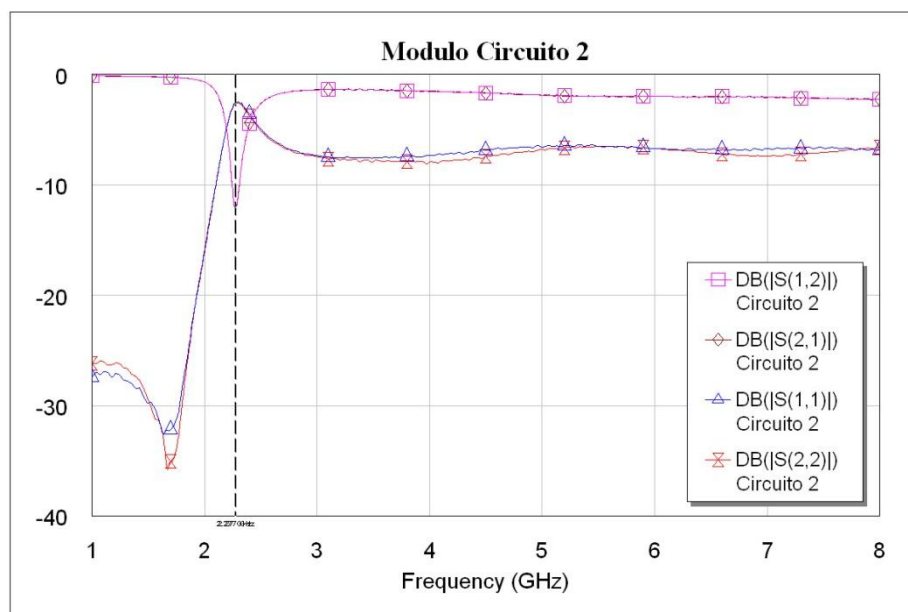


Fig. 3.76. Medida experimental del módulo de los parámetros S del circuito 2.

En la Fig. 3.75 se pueden observar los resultados de la simulación con los conectores y las dimensiones reales de los circuitos, incluidas las distancias conector-placa. La modificación de los parámetros del resonador⁴⁷ hace que baje su frecuencia de resonancia desde los 2.69 GHz hasta los 2.34 GHz. El clarísimo segundo pico de absorción ya no aparece, pero de nuevo la banda entre los 6 y 8 GHz aparece modificada por ciertas resonancias espurias.

En la Fig. 3.76 se pueden observar las medidas experimentales. La frecuencia de resonancia ha bajado algo más, hasta los 2.27 GHz, pero no presenta excesivas diferencias con lo simulado.

Los resultados son aceptables, ya que la similitud entre lo simulado y lo medido es grande a excepción de la banda de 6 a 8 GHz, donde en simulación aparecen ciertos efectos que en la realidad luego no existen.

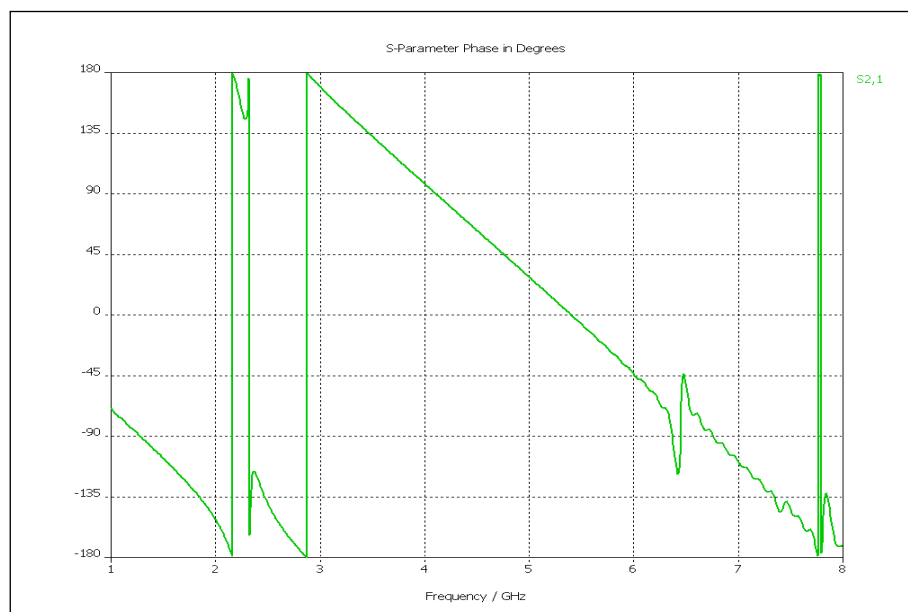


Fig. 3.77. Simulación de la fase de los parámetros S del circuito 2 real con conectores.

En cuanto a la fase se refiere, de nuevo los resultados de la simulación (ver Fig. 3.77) muestran un parecido importante con la medidas reales exceptuando la zona de altas frecuencias, a pesar de la gran sensibilidad del parámetro S_{21} a las variaciones de longitud de la línea. De nuevo se aprecia la resonancia espuria a 6.5 GHz, y el comportamiento anómalo de la simulación entre los 6 y los 8 GHz.

⁴⁷ Aumento de la separación entre anillos - c , disminución del ancho de los anillos - d , aumento del lado del cuadrado que forma el CSRR.

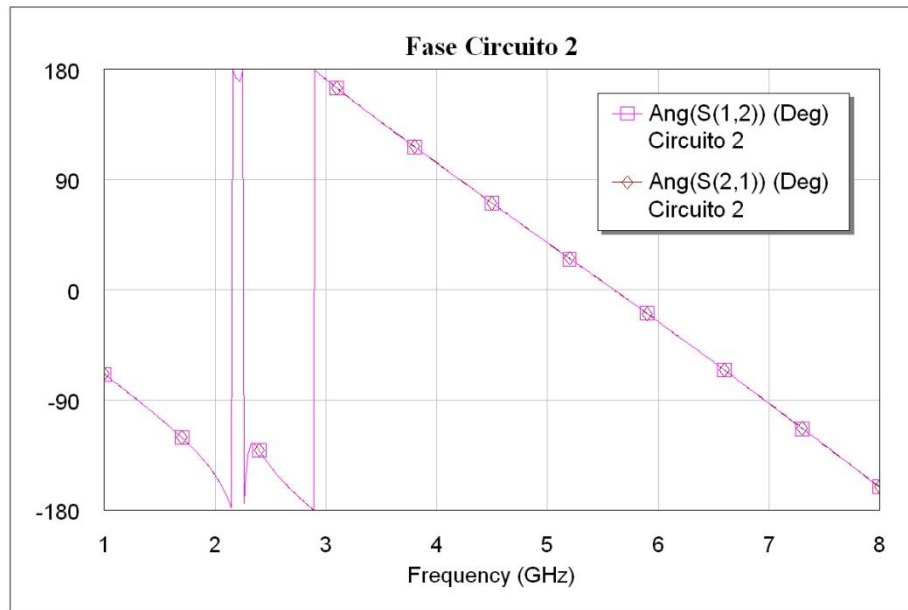


Fig. 3.78. Medida experimental de la fase de los parámetros S del circuito 2.

Circuito 3:

El circuito de la Fig. 3.16 es una celda CLRH formada por una ranura en la línea $\mu strip$ y un CSSR grabado en el plano de masa.

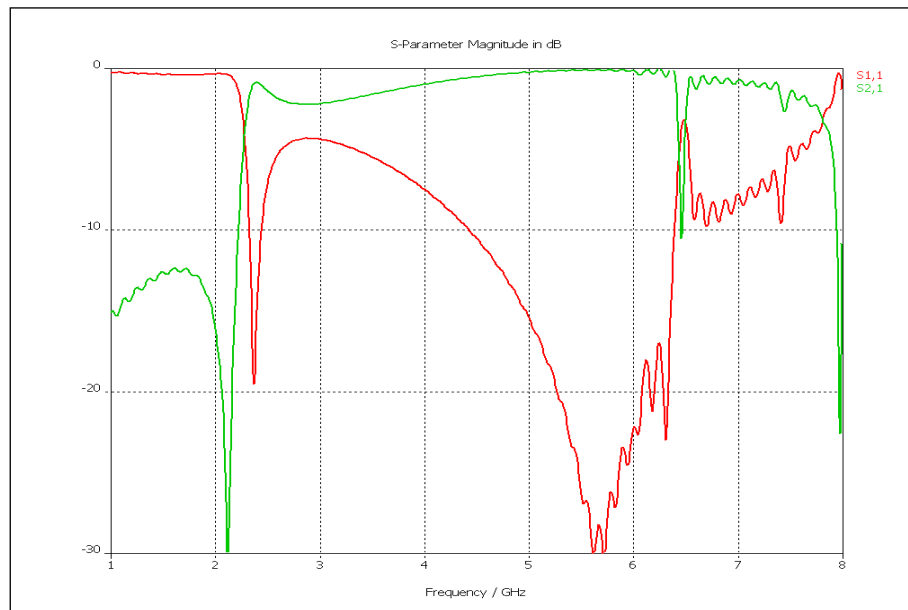


Fig. 3.79. Simulación del módulo de los parámetros S del circuito 3 real con conectores.

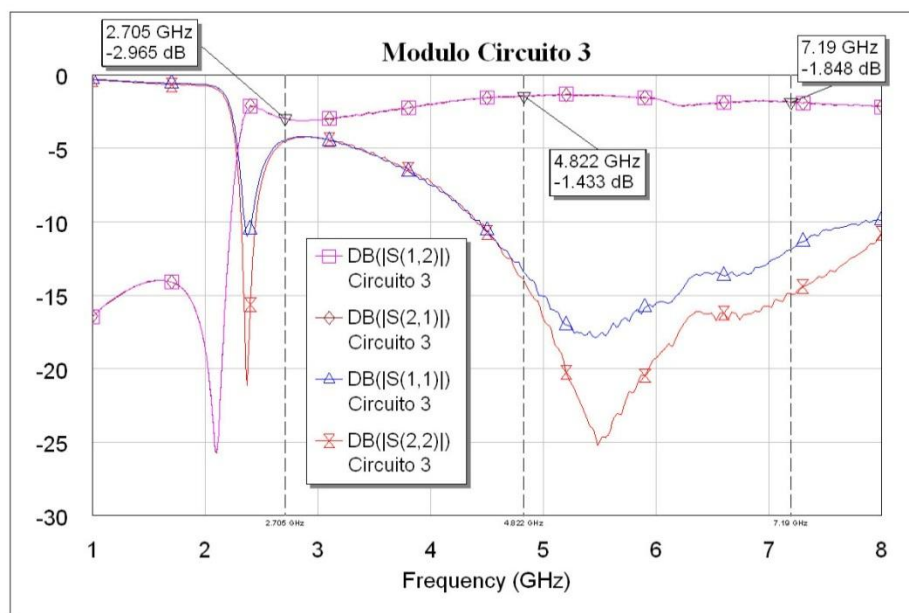


Fig. 3.80. Medida experimental del módulo de los parámetros S del circuito 3.

Los resultados obtenidos son aceptables y hay bastante similitud entre lo simulado y la medida real. En la simulación (ver Fig. 3.79), el pico de absorción está en 2.13GHz, mientras que en el circuito real (ver Fig. 3.80) está en 2.10GHz, un valor muy parecido. De nuevo aparecen efectos en la simulación a 6.5GHz que luego no aparecen en las medidas. El máximo local tras la absorción, presenta un nivel de -0.87 dB a 2.40 GHz en la simulación frente a -2.09 dB a 2.41 GHz de la medida experimental, por lo que en el circuito real aparecen pérdidas no contempladas en la simulación.

De nuevo la fase muestra un parecido importante (ver Fig. 3.81 y Fig. 3.82), excepto en altas frecuencias. Se aprecia otra vez la resonancia a 6.5 GHz, y el comportamiento anómalo de la simulación entre los 6 y los 8 GHz.

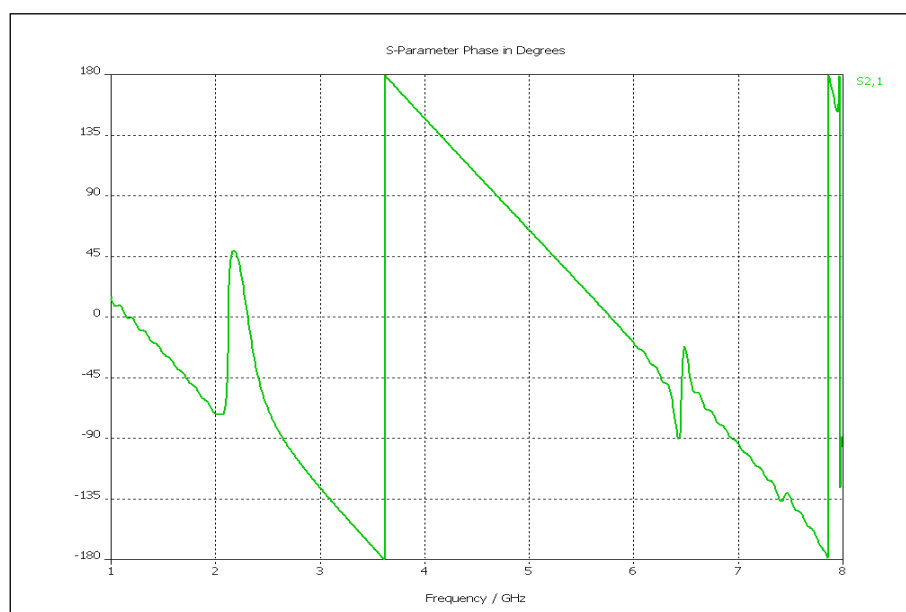


Fig. 3.81. Simulación de la fase de los parámetros S del circuito 3 real con conectores.

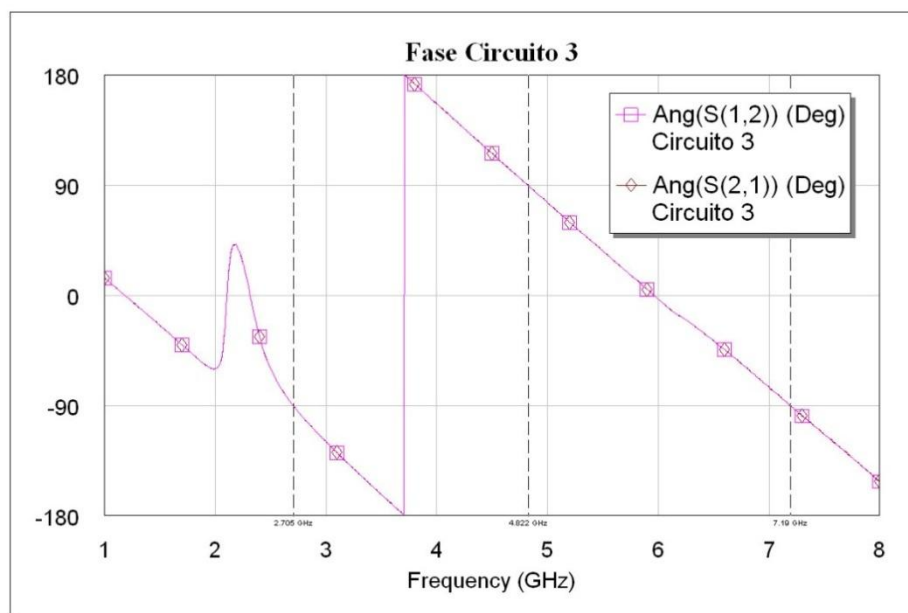


Fig. 3.82. Medida experimental de la fase de los parámetros S del circuito 3.

Circuito 3	-90°	90°	-90°
Simulación	2.65 GHz	4.70 GHz	6.94 GHz
$\Delta f (f_c/\Delta f) [-90^\circ/90^\circ]$	2.05 GHz (1.8)		
$\Delta f (f_c/\Delta f) [90^\circ/-90^\circ]$		2.24 GHz (2.6)	
Medida	2.71 GHz	4.82 GHz	7.19 GHz
$ S_{21} $	-2.965 dB	-1.433 dB	-1.848 dB
$\Delta f (f_c/\Delta f) [-90^\circ/90^\circ]$	2.13 GHz (1.77)		
$\Delta f (f_c/\Delta f) [90^\circ/-90^\circ]$		2.36 GHz (2.54)	

Tabla 3.3. Pasos por $\pm 90^\circ$ de la fase del circuito 3.

Los pasos por $\pm 90^\circ$ sufren ligeras variaciones entre lo simulado y lo medido, pero son valores razonablemente parecidos. Al tratarse de una única celda, la pendiente que adquiere la fase no es demasiado alta, haciendo que las bandas de paso estén bastante separadas. Sería conveniente aumentar el número de celdas para poder conseguir frecuencias de trabajo más próximas.

Circuito 4:

El circuito de la Fig. 3.20 y la Fig. 3.21 está formado por tres celdas CLRH en cascada. Observando la Fig. 3.83 y la Fig. 3.84, se aprecia que el parecido de nuevo es importante, aunque en este caso el simulador no es capaz de determinar de forma exacta el pico de absorción. De nuevo aparecen efectos en la simulación que no aparecen en las medidas, esta vez una resonancia en torno a 7 GHz. El máximo local tras la absorción, presenta un nivel de -1.89 dB a 2.44 GHz en la simulación frente a un valor de -5.27 dB a 2.41 GHz en la medida experimental. Con el aumento del número de celdas, se han disparado las pérdidas no contempladas en simulación.

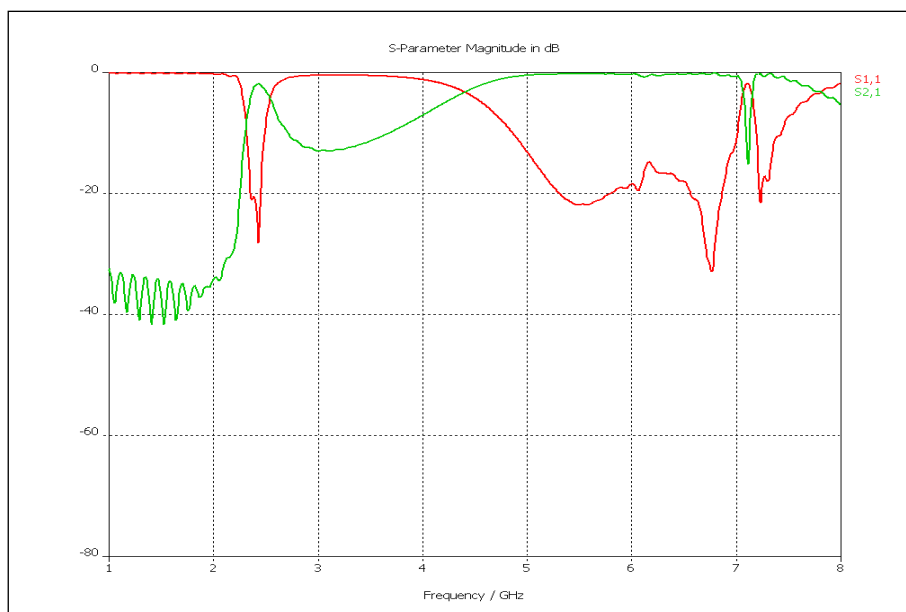


Fig. 3.83. Simulación del módulo de los parámetros S del circuito 4 real con conectores.

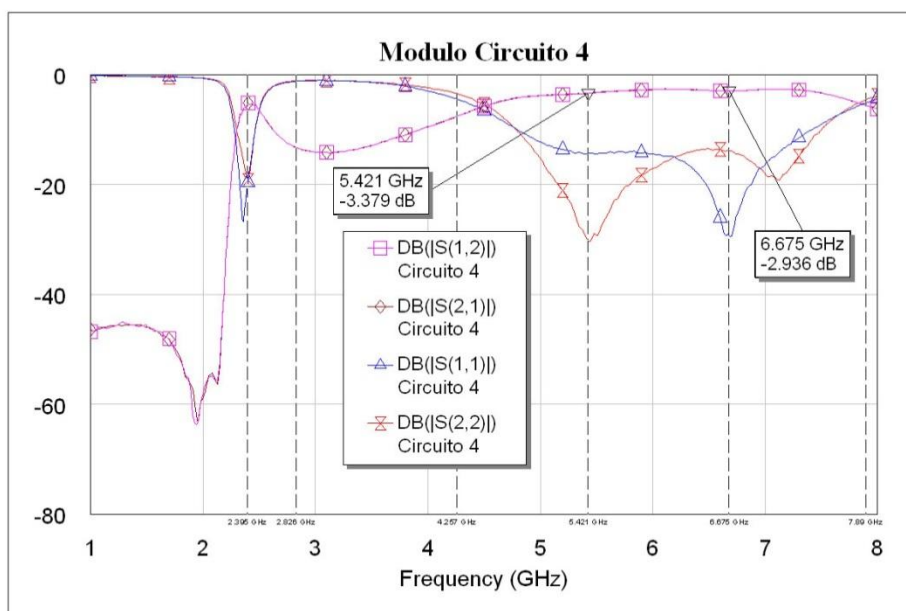


Fig. 3.84. Medida experimental del módulo de los parámetros S del circuito 4.

En cuanto a la fase, de nuevo muestra un parecido importante (ver Fig. 3.85, Fig. 3.86 y Fig. 3.87), excepto en altas frecuencias. Por alguna razón, en este circuito la simulación no es excesivamente fiel hasta pasados los 2 GHz. Probablemente pueda solventarse aumentando el número de ‘meshcells’ o celdas empleadas en el simulador EM, pero dicha circunstancia aumentaría de forma desmesurada el tiempo de simulación. Aquí también se aprecia una resonancia en altas frecuencias, en torno a 7 GHz, y el comportamiento anómalo de la simulación entre los 6 y los 8 GHz.

Capítulo 3: Líneas CRLH mediante acoplo de CSRRs

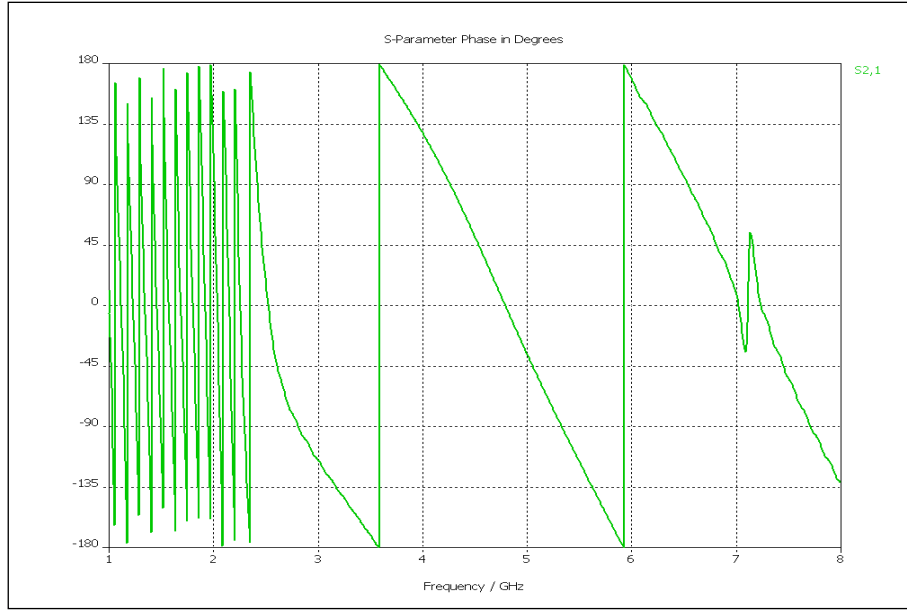


Fig. 3.85. Simulación de la fase de los parámetros S del circuito 4 real con conectores.

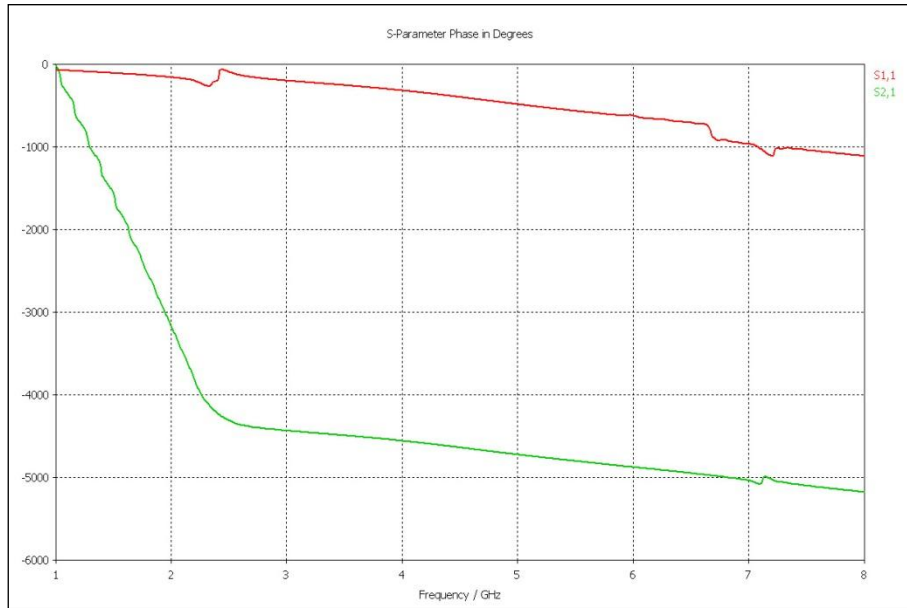


Fig. 3.86. Simulación de la fase desvuelta de los parámetros S del circuito 4 real con conectores.

Circuito 4	−90°	90°	−90°	90°
Simulación	2.81 GHz	4.28 GHz	5.33 GHz	6.55 GHz
$\Delta f (f_c/\Delta f) [-90^\circ / 90^\circ]$	1.47 GHz (2.41)		1.22 GHz (4.87)	
$\Delta f (f_c/\Delta f) [90^\circ / -90^\circ]$		1.05 GHz (4.58)		
Medida	2.83 GHz	4.26 GHz	5.42 GHz	6.68 GHz
S ₂₁	< -10 dB	< -5 dB	-3.379 dB	-2.936 dB
$\Delta f (f_c/\Delta f) [-90^\circ / 90^\circ]$	1.44 GHz (2.46)		1.25 GHz (4.83)	
$\Delta f (f_c/\Delta f) [90^\circ / -90^\circ]$		1.15 GHz (4.21)		

Tabla 3.4. Pasos por $\pm 90^\circ$ de la fase del circuito 4.

Se puede apreciar que el comportamiento de la fase es similar en simulación y medida a partir de los 2.5 GHz, por lo que el software de simulación EM CST parece adecuado para simular este tipo de circuitos que dependen tanto de la fase, pero su precisión parece adecuada a partir de cierta frecuencia. Cabría destacar que desde continua hasta los 2.5 GHz, la fase de la simulación presenta una pendiente altísima que luego en la medida real no es tan alta.

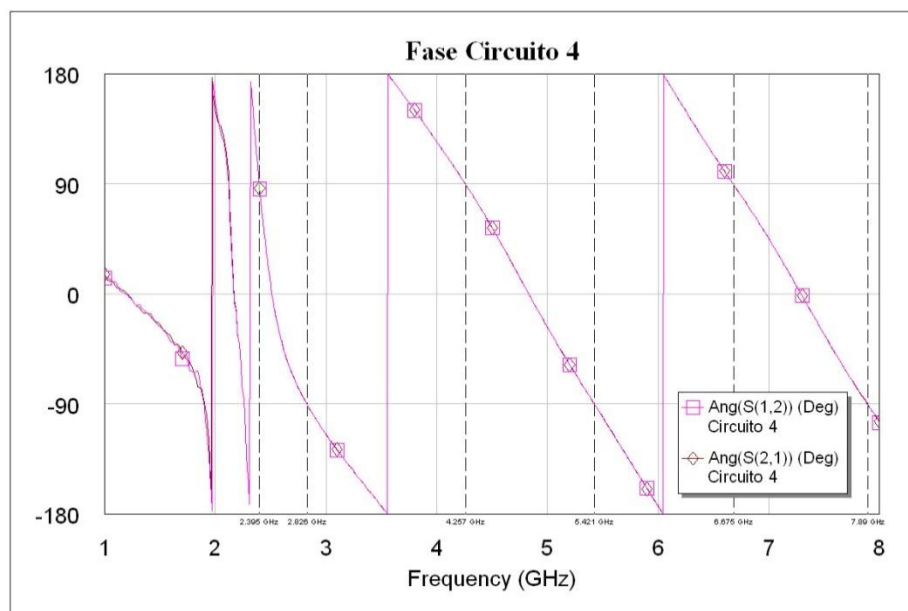


Fig. 3.87. Medida experimental de la fase de los parámetros S del circuito 4.

En este caso, la única banda de paso válida está entre 5 GHz y 7,5 GHz, por lo que se podrían utilizar los pasos $-90^{\circ}/90^{\circ}$ a 5.42/6.68 GHz con pérdidas de unos 3 dB (ver Tabla 3.4). Conviene tener presente que estos no son los circuitos que se plantearon inicialmente, ya que el proceso de fabricación los modificó eliminando más cobre del debido, e incorporan los conectores, que en caso de construir un híbrido no influirían en la fase.

Circuito 5:

El circuito de la Fig. 3.25 y la Fig. 3.26 está formado por dos celdas CLRH en cascada. Observando la Fig. 3.88 y la Fig. 3.89, se puede apreciar que el resultado es peor que en los circuitos anteriores, ya que en las medidas no aparece la banda de paso entre 4 y 5 GHz obtenida en simulación. Habrá que tener en cuenta los parámetros de este circuito, ya que de momento es el que más divergencias presenta.

La fase sin embargo sí que presenta más similitudes (ver Fig. 3.90 y Fig. 3.91), pero sobre todo en la banda de 2 GHz a 5 GHz. Para intentar aumentar la precisión de la simulación hasta los 2GHz se puede incrementar el número de ‘meshcells’ o celdas empleadas en el simulador EM. De nuevo se aprecia una resonancia en altas frecuencias, algo por debajo de los 8 GHz, y el comportamiento anómalo de la simulación entre los 5 y los 8 GHz.

Capítulo 3: Líneas CRLH mediante acoplo de CSRRs

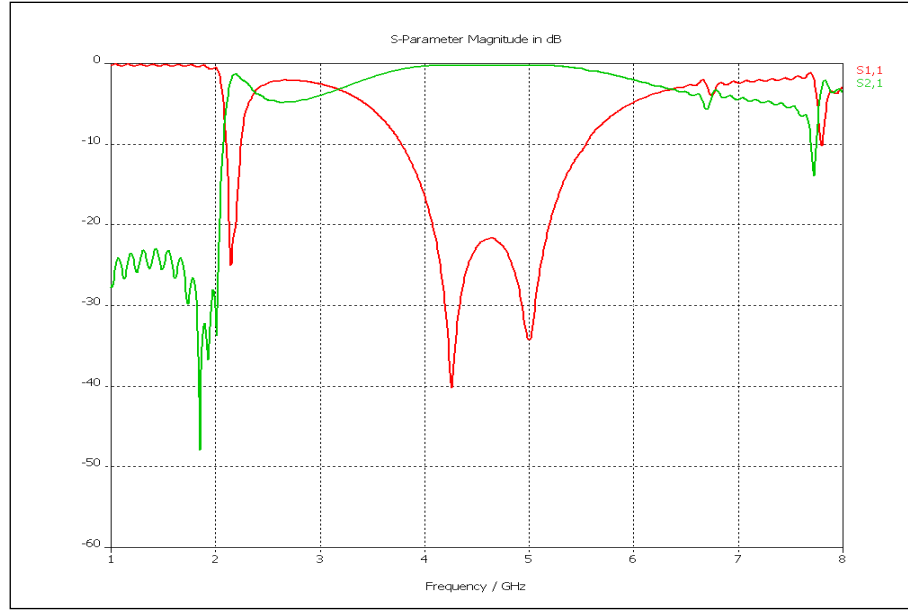


Fig. 3.88. Simulación del módulo de los parámetros S del circuito 5 real con conectores.

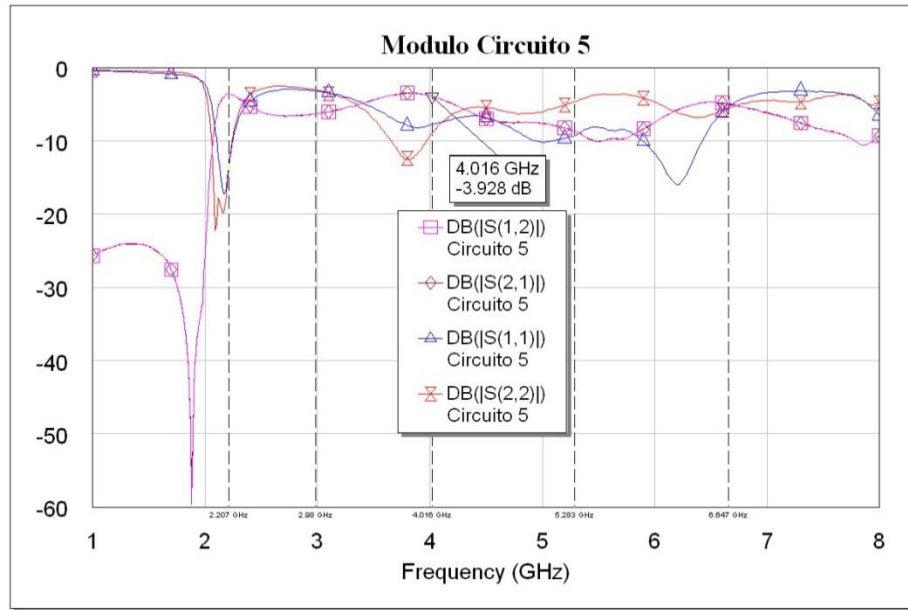


Fig. 3.89. Medida experimental del módulo de los parámetros S del circuito 5.

Circuito 5	-90°	90°	-90°	90°	-90°
Simulación	2.25 GHz	3.07 GHz	4.15 GHz	5.26 GHz	6.44 GHz
$\Delta f (f_c/\Delta f) [-90^\circ/90^\circ]$	0.82 GHz (3.24)		1.11 GHz (4.24)		
$\Delta f (f_c/\Delta f) [90^\circ/-90^\circ]$			1.03 GHz (3.48)		1.18 GHz (4.96)
Medida	2.21 GHz	2.98 GHz	4.02 GHz	5.29 GHz	6.65 GHz
$ S_{21} $	≈ -3.5 dB	< -5 dB	-3.928 dB	< -8 dB	< -4 dB
$\Delta f (f_c/\Delta f) [-90^\circ/90^\circ]$	0.77 GHz (3.37)		1.26 GHz (3.69)		
$\Delta f (f_c/\Delta f) [90^\circ/-90^\circ]$			1.04 GHz (3.37)		1.36 GHz (4.38)

Tabla 3.5. Pasos por $\pm 90^\circ$ de la fase del circuito 5.

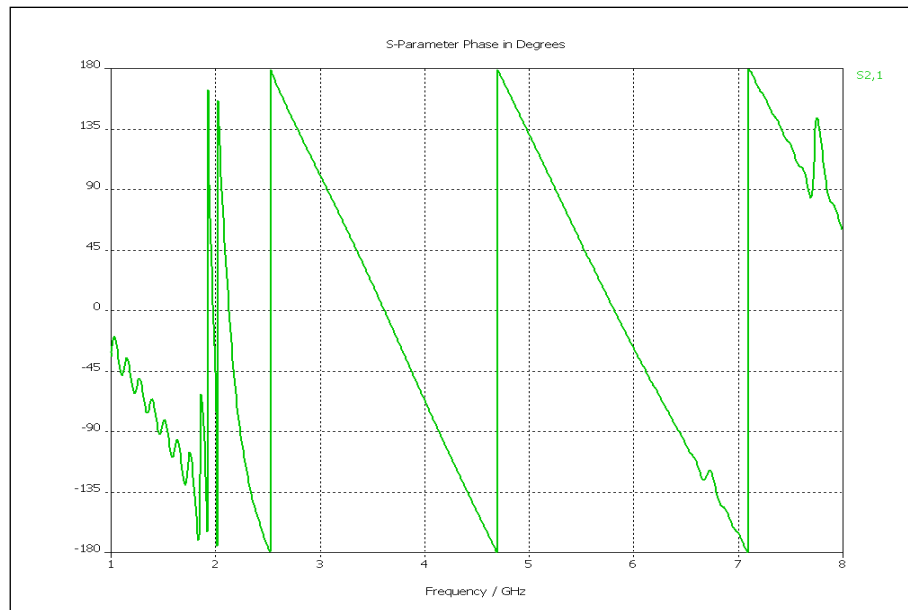


Fig. 3.90. Simulación de la fase de los parámetros S del circuito 5 real con conectores.

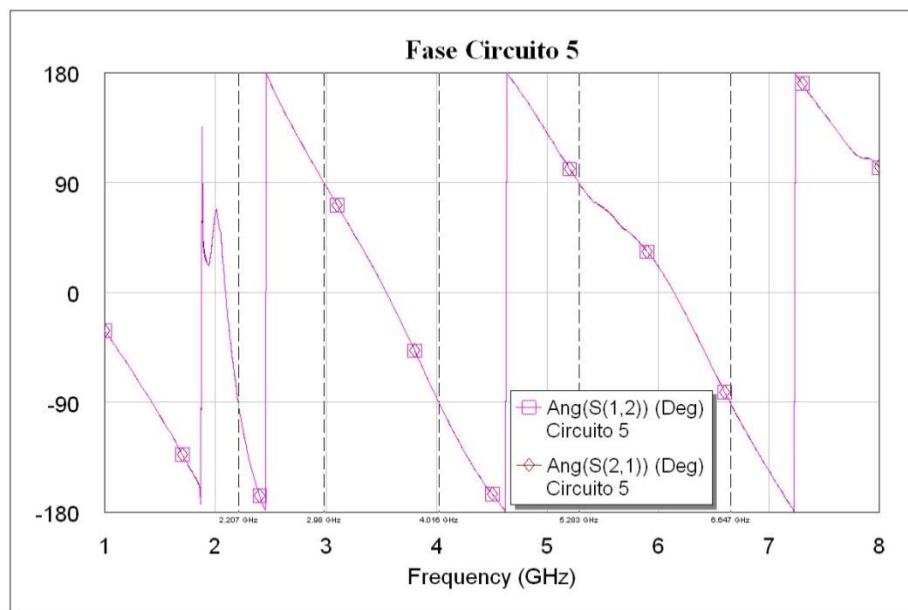


Fig. 3.91. Simulación de la fase de los parámetros S del circuito 5 real con conectores.

En circuito presenta una mayor divergencia entre los resultados de la simulación y la posterior medida, ya que en ésta última no presenta ninguna banda válida de paso. La ventaja que presenta a priori es la cercanía entre las frecuencias de trabajo, provocada por la mayor longitud de la parte RH que en otros casos, pero si no se tienen unos niveles de transmisión adecuados su utilidad se ve muy limitada (ver Tabla 3.5)

Circuito 6:

El circuito de la Fig. 3.30 y la Fig. 3.31 está formado por cuatro celdas CLRH en cascada.

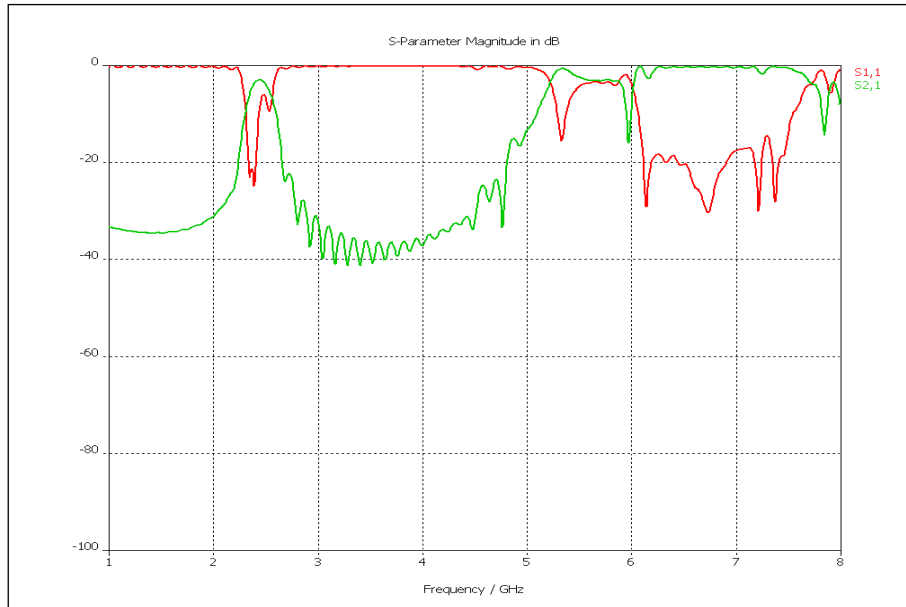


Fig. 3.92. Simulación del módulo de los parámetros S del circuito 6 real con conectores.

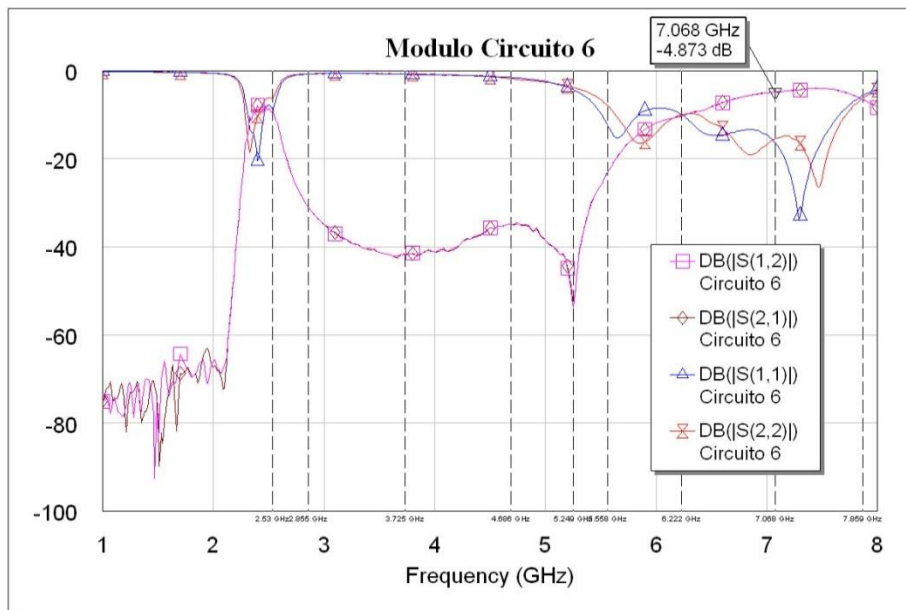


Fig. 3.93. Medida experimental del módulo de los parámetros S del circuito 6.

Este circuito no presenta prácticamente ninguna banda de paso válida, ni en simulación ni en la medida real. Debido a la inmensa ranura que presenta la línea $\mu strip$, se introduce una capacidad excesivamente baja.

En cuanto a la fase, en este circuito solo hay similitudes en la banda de 5.5 GHz a 8 GHz. Para frecuencias más bajas, la simulación no refleja la realidad.

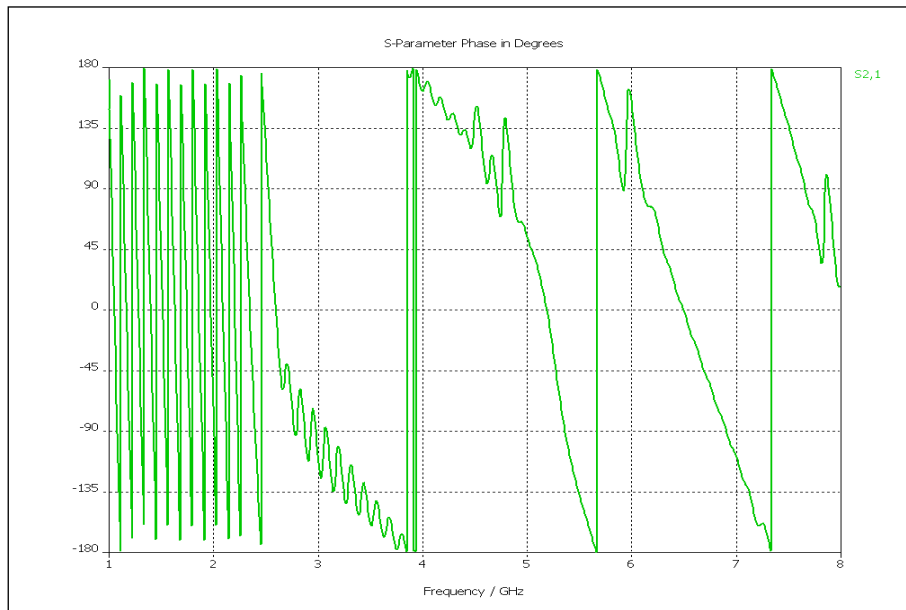


Fig. 3.94. Simulación de la fase de los parámetros S del circuito 6 real con conectores.

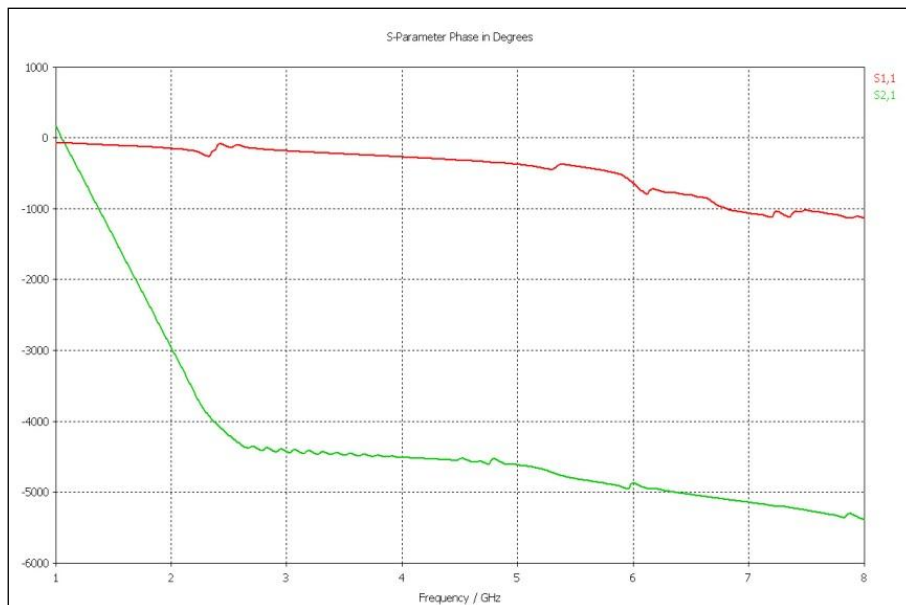


Fig. 3.95. Simulación de la fase desenvuelta de los parámetros S del circuito 6 real con conectores.

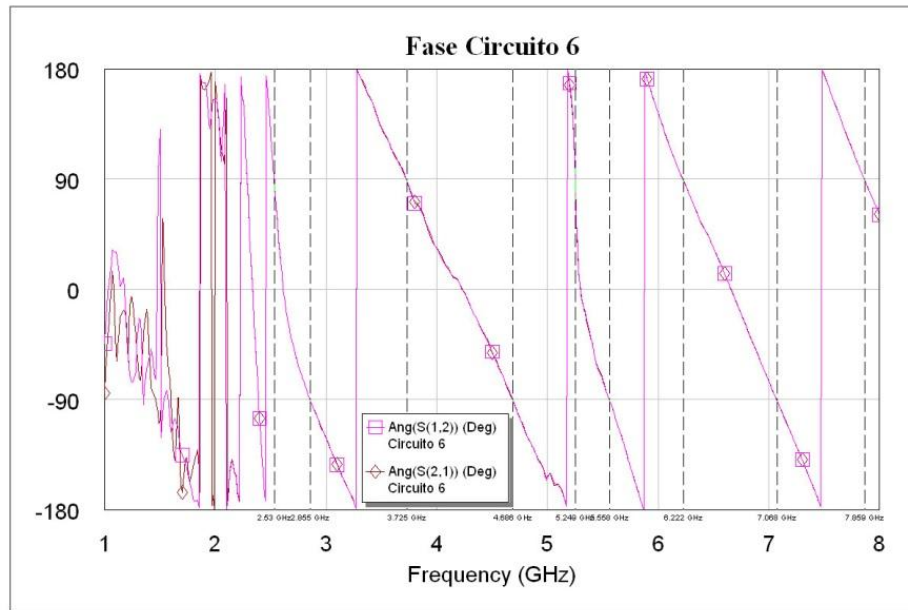


Fig. 3.96. Simulación de la fase de los parámetros S del circuito 6 real con conectores.

Circuito 7:

El circuito de la Fig. 3.36 y la Fig. 3.37 está formado por cinco celdas CLRH en cascada.

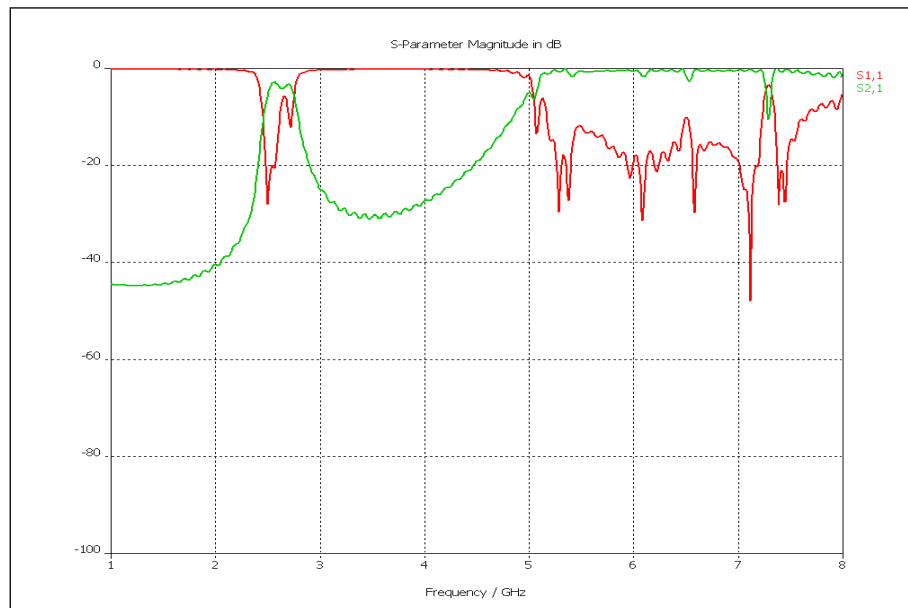


Fig. 3.97. Simulación del módulo de los parámetros S del circuito 7 real con conectores.

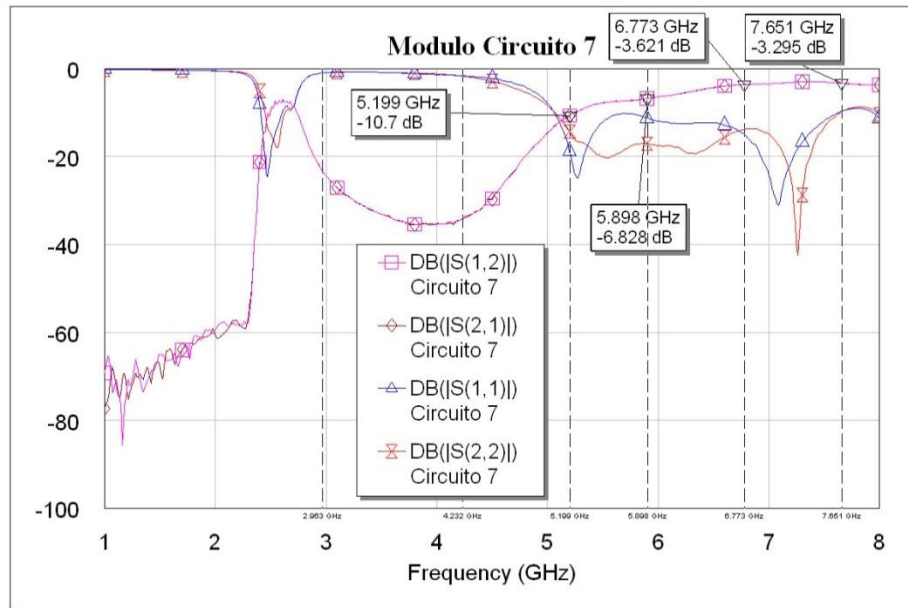


Fig. 3.98. Medida experimental del módulo de los parámetros S del circuito 7.

En este caso hay bastante parecido entre la simulación y las medidas (ver Fig. 3.97 y Fig. 3.98), aunque en el circuito real, la banda a partir de 5 GHz presenta pérdidas bastante altas. La banda presenta niveles utilizables a partir de los 6.5 GHz con pérdidas en torno a los 3.5 dB.

En cuanto a la fase (ver Fig. 3.99, Fig. 3.100 y Fig. 3.101), de nuevo el simulador predice una pendiente de fase muy alta por debajo de los 2.5 GHz que luego en la posterior medida no lo es tanto.

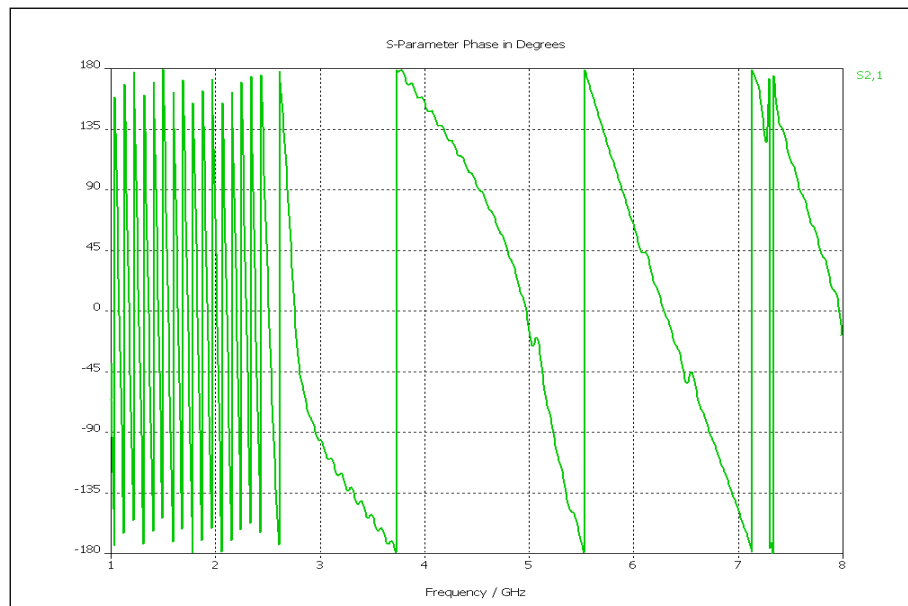


Fig. 3.99. Simulación de la fase de los parámetros S del circuito 6 real con conectores.

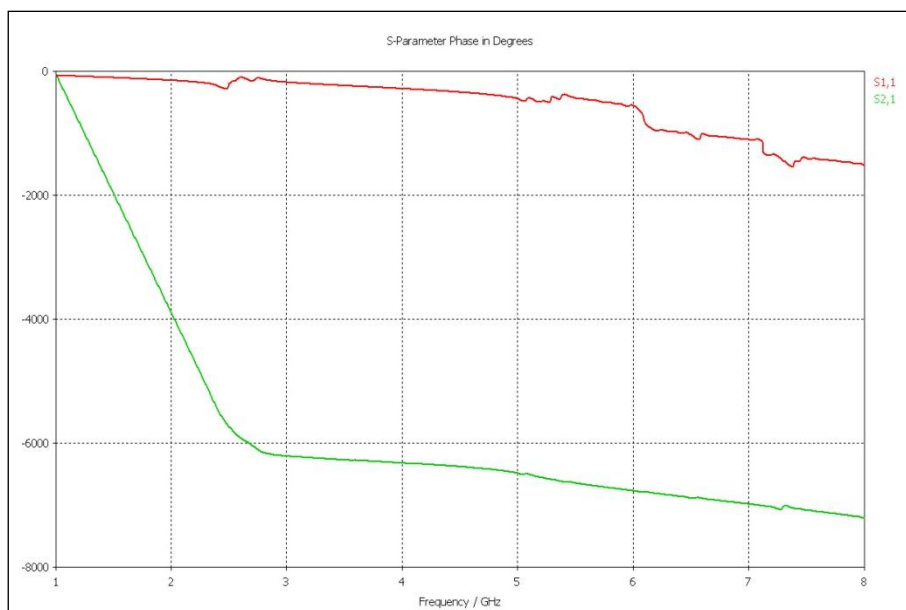


Fig. 3.100. Simulación de la fase desvuelta de los parámetros S del circuito 6 real con conectores.

Circuito 7	-90°	90°	-90°	90°	-90°	90°
Simulación	2.96 GHz	4.53 GHz	5.24 GHz	5.89 GHz	6.73 GHz	7.6 GHz
$\Delta f (f_c/\Delta f) [-90^\circ / 90^\circ]$	1.57 GHz (2.39)		0.65 GHz (8.56)		0.87 GHz (8.24)	
$\Delta f (f_c/\Delta f) [90^\circ / -90^\circ]$			0.71 GHz (6.88)		0.84 GHz (7.51)	
Medida	2.96 GHz	4.23 GHz	5.2 GHz	5.91 GHz	6.78 GHz	7.66 GHz
$ S_{21} $	< -20 dB	< -30 dB	-10.7 dB	-6.828 dB	-3.621 dB	-3.295 dB
$\Delta f (f_c/\Delta f) [-90^\circ / 90^\circ]$	1.27 GHz (2.84)		0.7 GHz (7.93)		0.86 GHz (8.38)	
$\Delta f (f_c/\Delta f) [90^\circ / -90^\circ]$			0.96 GHz (4.92)		0.88 GHz (7.2)	

Tabla 3.6. Pasos por $\pm 90^\circ$ de la fase del circuito 7.

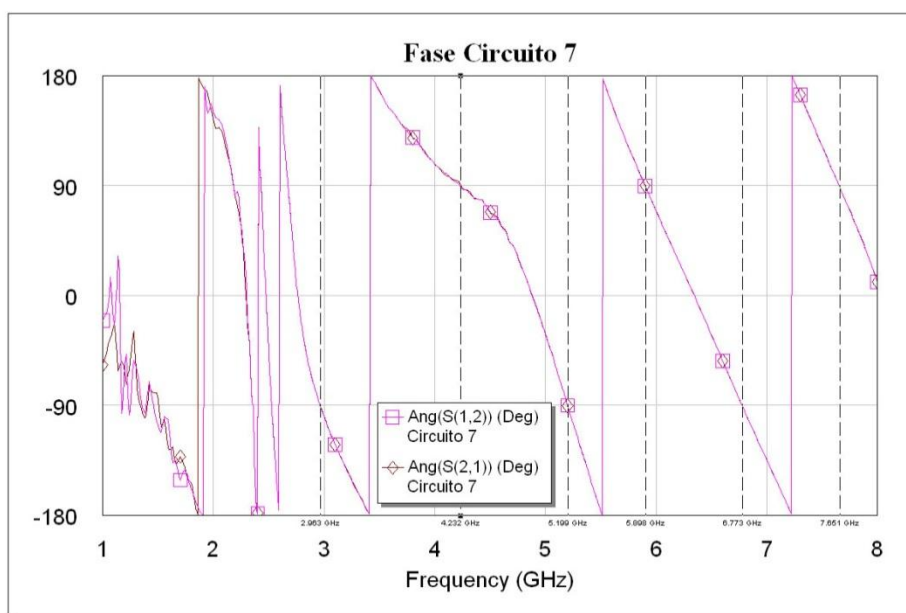


Fig. 3.101. Simulación de la fase de los parámetros S del circuito 6 real con conectores.

Capítulo 3: Líneas CRLH mediante acoplo de CSRRs

La fase, una vez superados los 4.5 GHz, presenta un parecido importante exceptuando la zona en torno a 7.3 GHz, donde la simulación presenta unas oscilaciones que en la realidad no aparecen. Este circuito podría utilizarse para la construcción de híbridos de doble frecuencia para las frecuencias de 6.78 GHz y 7.66 GHz, aunque las pérdidas son bastante altas.

CONCLUSIONES

Una vez expuestos los resultados de las simulaciones y las medidas experimentales realizadas se pueden extraer diversas conclusiones.

- En general hay bastante similitud entre los resultados de las simulaciones y las medidas experimentales, sobre todo en la fase, demostrando que *CST* es un buen simulador EM para este tipo de circuitos.
- En las simulaciones, en muchos de los casos, aparece una resonancia a 6.5 GHz que luego no existe en la realidad. Por otra parte, a partir de 5.5 GHz las simulaciones no muestran demasiada similitud con la realidad. Habría que trabajar en el ajuste de los parámetros disponibles en *CST* para conseguir mayor precisión en la simulación en altas frecuencias.
- En general los circuitos que peor han funcionado presentaban longitudes de línea muy largas, condensadores interdigitales con ‘dedos’ muy largos o con una ranura excesivamente ancha, por lo que conviene evitar estas circunstancias a la hora de diseñar estos circuitos.
- Al igual que en el CRLH de elementos concentrados SMD, el aumento del número de celdas permite obtener bandas de paso más próximas entre sí, pero en éste caso aumentar el número de resonadores implica un aumento importante de las pérdidas.
- En algunos de los casos estudiados, las circuitos podrían emplearse para generar híbridos de doble frecuencia, como por ejemplo:
 - Circuito 3: $90^\circ/-90^\circ$ a 4.82 GHz y 7.19 GHz, con pérdidas más o menos aceptables entre 1.5 dB y 2 dB. Separación entre frecuencias de trabajo de 2.36 GHz.
 - Circuito 4: $-90^\circ/90^\circ$ a 5.42 GHz y 6.68 GHz, con pérdidas de aprox. 3 dB. Separación entre frecuencias de trabajo de 1.25 GHz.
 - Circuito 7: $-90^\circ/90^\circ$ a 6.78 GHz y 7.66 GHz, con pérdidas de aprox. 3.5 dB. Separación entre frecuencias de trabajo de 0.86 GHz.

Habría que tener en cuenta que todos estos resultados son los de unos circuitos que poco tienen que ver con los planteados inicialmente por culpa del proceso de fabricación. Mediante observación al microscopio se han medido y estimado las dimensiones de los circuitos para poder simularlos, pero en realidad los CSRRs y las ranuras de los circuitos son bastante irregulares, por lo que los parecidos encontrados son importantes teniendo en cuenta estas circunstancias.

Para una mejor evaluación de esta tecnología sería preciso obtener circuitos más fieles a los planteados, algo que se podría conseguir empleando la técnica del microfresado para la fabricación de las placas *μstrip*. Sería conveniente emplear un sustrato con pérdidas menores, y fabricar el híbrido completo en vez de únicamente las líneas CRLH para tratar de minimizar en la medida de lo posible las altas pérdidas que presentan estos circuitos.

CAPÍTULO 4:
ACOPLADOR *RAT RACE*
TETRABANDA E-CRLH

IMPLEMENTACIÓN DE LÍNEA E-CRLH MEDIANTE μ STRIP Y ELEMENTOS CONCENTRADOS. *RAT RACE* TETRABANDA

La celda unidad E-CRLH en red-T de elementos concentrados es la que se muestra en la Fig. 4.1. Mediante el uso de tecnología μ strip, los trozos de línea introducen bobinas y condensadores que se pueden aprovechar para la construcción del circuito. De esta forma:

- Disminuye la cantidad de elementos concentrados necesarios.
- Se puede modelar el valor de los elementos de forma más precisa que con elementos concentrados de valores tabulados.

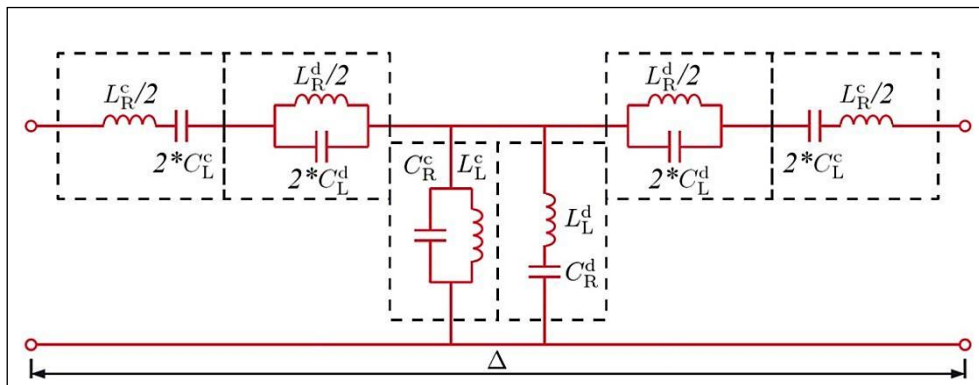


Fig. 4.1. Celda unidad ideal E-CRLH en red-T mediante elementos concentrados.

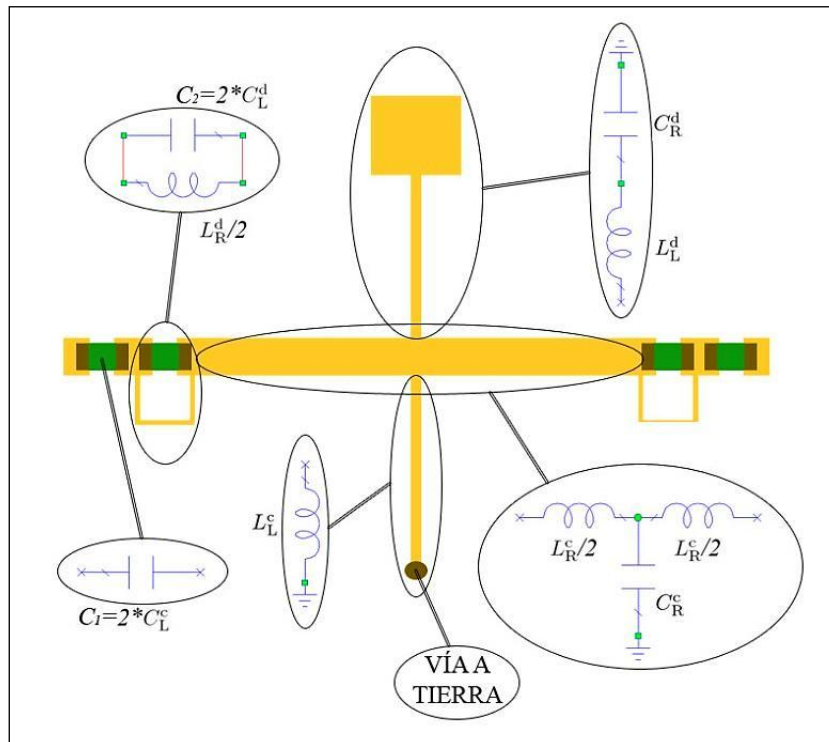


Fig. 4.2. Celda unidad real E-CRLH en red-T mediante el uso de líneas μ Strip y elementos concentrados.

El modelado de bobinas con $\mu strip$ es relativamente sencillo; la dificultad aparece a la hora de modelar condensadores en serie. Para conseguir capacidades altas es preciso utilizar IDCs, pero estos presentan pérdidas muy altas y resonancias conforme se aumenta la longitud de sus ‘dedos’. Por esta razón, una forma razonable de diseñar un circuito E-CRLH pasaría por la mezcla de $\mu strip$ y condensadores concentrados SMD tal y como se muestra en la Fig. 4.2.

Mediante las condiciones de balance en (2.76), (2.77), (2.78) y de adaptación en (2.83), se pueden obtener unas ecuaciones que permitan, a partir de los valores tabulados de los condensadores concentrados C_1 y C_2 , obtener los valores del resto de los componentes de una celda. Igualando las frecuencias de resonancia de cada tanque LC de la celda resulta

$$\omega_{se}^c = \frac{1}{\sqrt{L_R'^c C_L'^c}}, \quad \omega_{sh}^c = \frac{1}{\sqrt{L_L'^c C_R'^c}} \quad (4.1)$$

$$\omega_{se}^d = \frac{1}{\sqrt{L_R'^d C_L'^d}}, \quad \omega_{sh}^d = \frac{1}{\sqrt{L_L'^d C_R'^d}} \quad (4.2)$$

$$\omega_{se}^c = \omega_{sh}^c = \omega_0^c, \quad \omega_{se}^d = \omega_{sh}^d = \omega_0^d \quad (4.3)$$

$$\frac{L_R^d}{L_R^c} = \frac{C_R^d}{C_R^c} \Leftrightarrow \omega_0^c = \omega_0^d \equiv \omega_0 \quad (4.4)$$

$$\frac{1}{\sqrt{L_R'^{c,d} C_L'^{c,d}}} = \frac{1}{\sqrt{L_L'^{c,d} C_R'^{c,d}}} \Rightarrow L_R'^c C_L'^c = L_R'^d C_L'^d = L_L'^c C_R'^c = L_L'^d C_R'^d \quad (4.5)$$

Partiendo de (2.83) $\Rightarrow L_{R,L}'^{c,d} = Z_0^2 \cdot C_{R,L}'^{c,d}$, se puede expresar la cuádruple igualdad exclusivamente en función de valores de condensador, resultando

$$C_R'^c C_L'^c = C_R'^d C_L'^d = C_L'^c C_R'^c = C_L'^d C_R'^d \Rightarrow C_R'^c = \frac{C_R'^d C_L'^d}{C_L'^c} \quad (4.6)$$

De esta forma, dados dos condensadores concentrados cualesquiera de valores C_1 y C_2 , y dada cierto parche metálico $\mu strip$ con capacidad a tierra C_R^d , se puede calcular el resto de los valores para que el circuito esté adaptado a cierta impedancia y sea balanceado.

$$C_1 = 2C_L^c \Rightarrow C_L^c = \frac{C_1}{2} \Rightarrow L_L^c = Z_0^2 C_L^c = \frac{Z_0^2 C_1}{2} \quad (4.7)$$

$$C_2 = 2C_L^d \Rightarrow C_L^d = \frac{C_2}{2} \Rightarrow L_L^d = Z_0^2 C_L^d = \frac{Z_0^2 C_2}{2} \quad (4.8)$$

$$C_R^c = \frac{C_R^d \frac{C_2}{2}}{\frac{C_1}{2}} = \frac{C_R^d C_2}{C_1} \Rightarrow L_R^c = Z_0^2 C_R^c = \frac{Z_0^2 C_R^d C_2}{2C_1} \Rightarrow L_R^d = Z_0^2 C_R^d \quad (4.9)$$

Una vez hecho esto, mediante *AWR Microwave Office*, se pueden modificar los tres parámetros libres para variar las cuatro frecuencias de trabajo.

Por simplicidad, se ha adoptado la longitud de las líneas de 1mm, para que en el caso de una única celda por línea los valores de los elementos concentrados L y C sean los mismos que en el caso homogéneo. De la misma forma, todas las líneas van a estar diseñadas con una impedancia de $Z_0 \cdot \sqrt{2}$, con la idea de generar un híbrido a 180° *Rat Race*. Para la implementación de un acoplador *Branch Line* se necesitan líneas con diferentes impedancias, y conseguir dos líneas idénticas con diferentes impedancias es algo complejo, máxime cuando se utilizarán condensadores SMD cuyos valores están tabulados.

Para ilustrar el ejemplo, se usarán los valores $C'_L = 1$ pF, $C'_L^d = 1.5$ pF y $C'_R^d = 1.96$ pF para generar una única celda en T E-CRLH con $\Delta = 1$ mm, y se va a conectar como *stub* $\lambda/4$ terminado en circuito abierto (CA) en el centro de un tramo de línea μ strip. En las frecuencias en las que la celda tenga un desfase de $\pm 90^\circ$, el *stub* provocará un cortocircuito (CC) en el centro de la línea, generándose un nodo de transmisión nula, tal y como se ilustra en la Fig. 4.3.

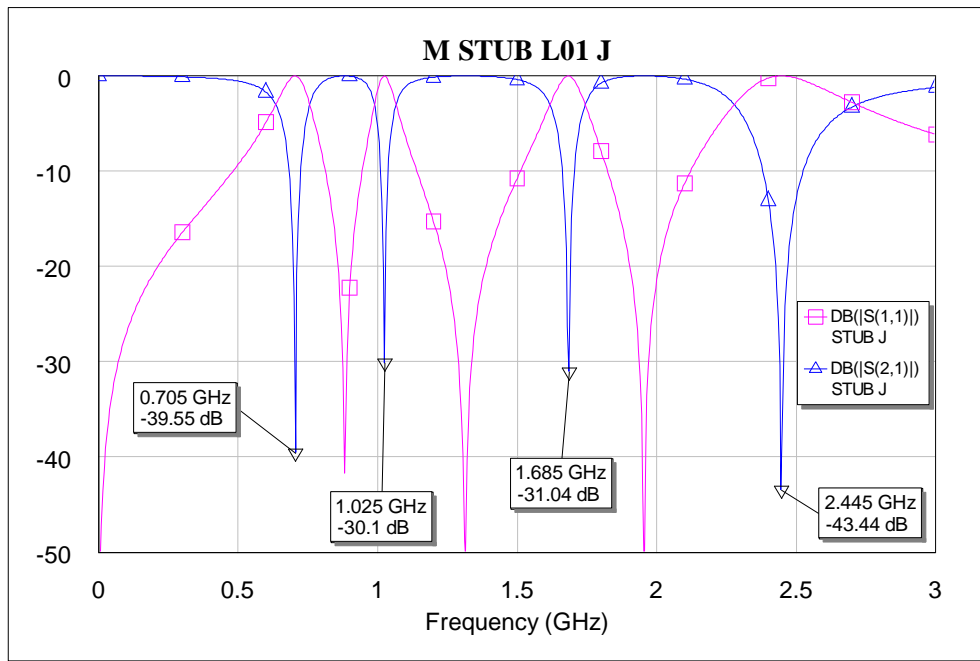


Fig. 4.3. Módulo de los parámetros S de una línea μ Strip conectada a un *stub* $\lambda/4$ en circuito abierto formado por una única celda E-CRLH.

Los nodos de transmisión en la línea con *stub* $\lambda/4$ se corresponden con las frecuencias en las que la celda E-CRLH desfase $\pm 90^\circ$, tal y como se ilustra en la Fig. 4.5. Por otra parte se puede comprobar en la Fig. 4.4 que efectivamente se generan dos bandas de paso entorno a una banda eliminada, pero el problema es que las cuatro frecuencias de trabajo se encuentran demasiado en el borde de las bandas, sugiriendo que una única celda no es una buena aproximación al modelo infinitesimal. Por último se implementa un *Rat Race* en el que cada rama $\lambda/4$ es una única celda T E-CRLH, y la rama $3\lambda/4$ son tres celdas en cascada.

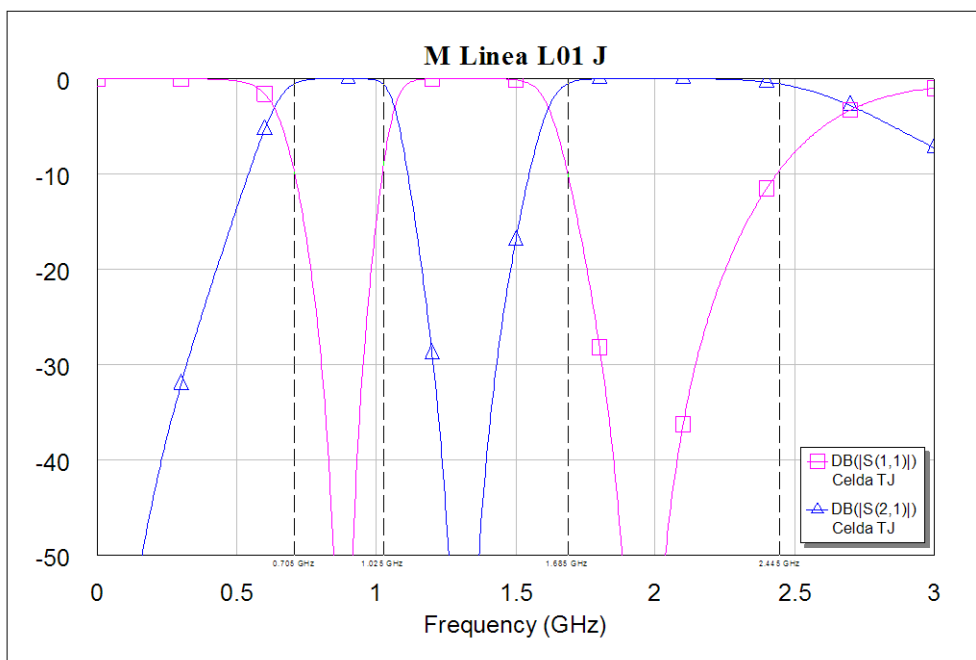


Fig. 4.4. Módulo de los parámetros S de una línea formada por una única celda E-CRLH.

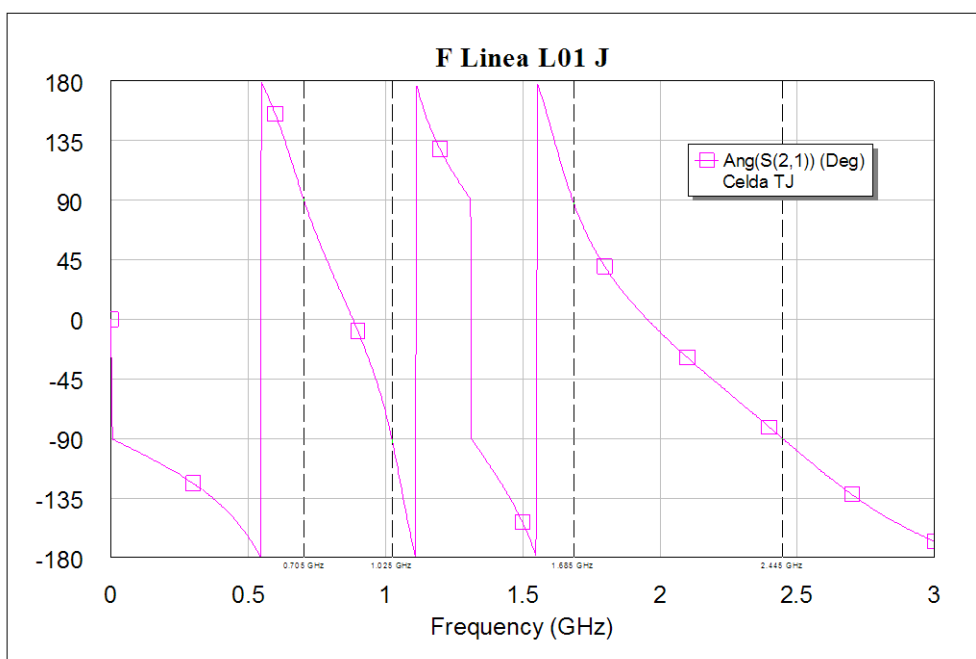


Fig. 4.5. Fase del parámetro S_{21} de una línea formada por una única celda E-CRLH.

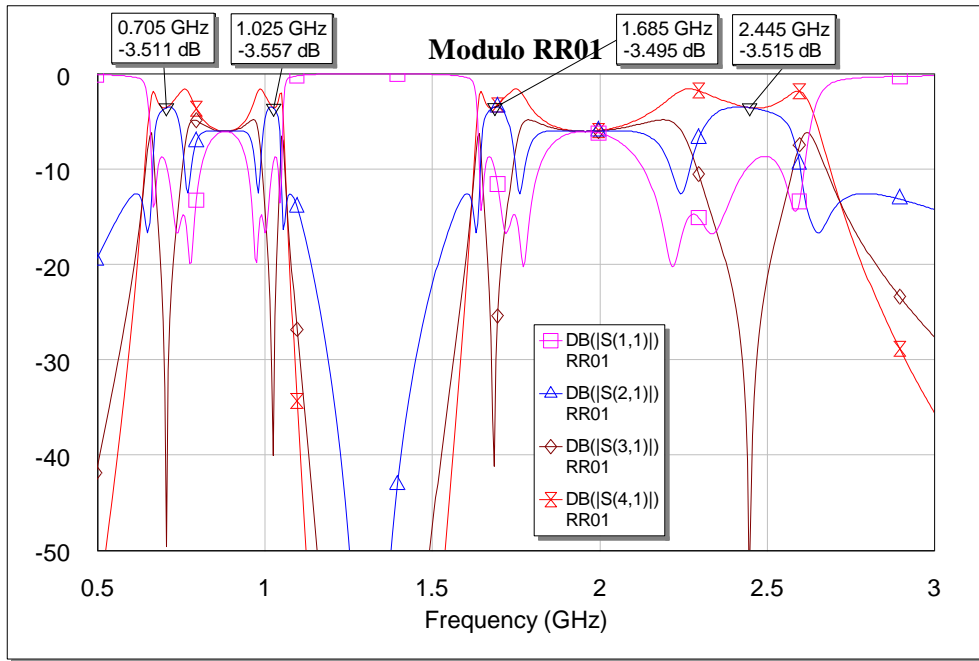


Fig. 4.6. Módulo de los parámetros S de una *Rat Race* construido con líneas $\lambda/4$ monocelda E-CRLH.

Los resultados de simulación se muestran en la Fig. 4.6, en la que pueden apreciar pérdidas del orden de los 0.5dB en las cuatro frecuencias de trabajo, algo intolerable para un circuito ideal en el que aún no se ha incluido ningún elemento real. Por este motivo, se van a utilizar para cada línea dos celdas con $\Delta = 0.5\text{mm}$ tratando de aproximarse más al modelo infinitesimal.

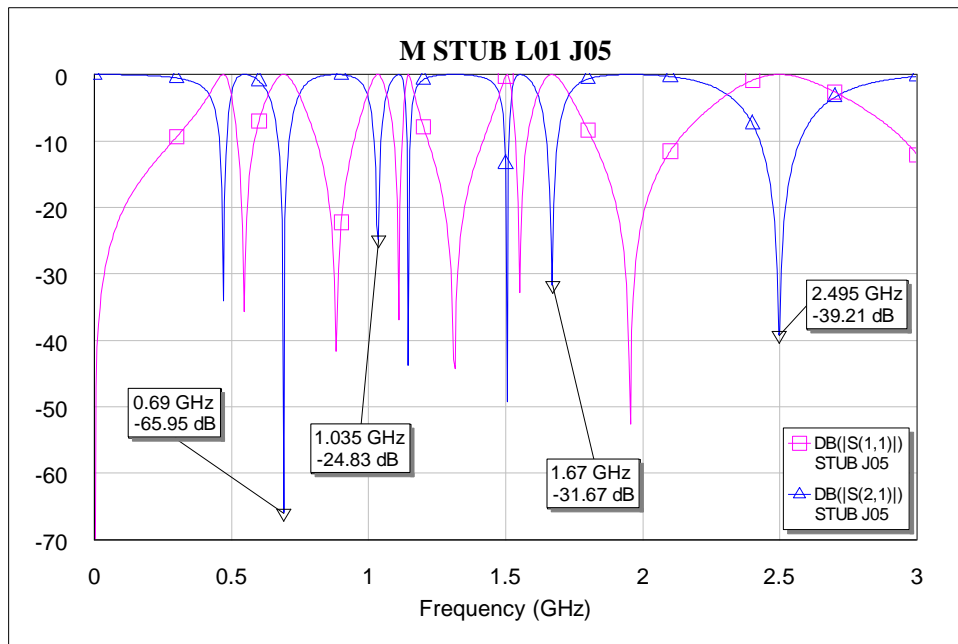


Fig. 4.7. Módulo de los parámetros S de una línea μStrip conectada a un *stub* $\lambda/4$ en circuito abierto formado por dos celdas E-CRLH en cascada.

Al estudiar en la Fig. 4.7 el efecto del *stub* $\lambda/4$ formado por dos celdas E-CRLH en cascada, se comprueba que aparecen tres nuevos nodos de transmisión secundarios, y que la frecuencia de los cuatro nodos principales ha variado ligeramente.

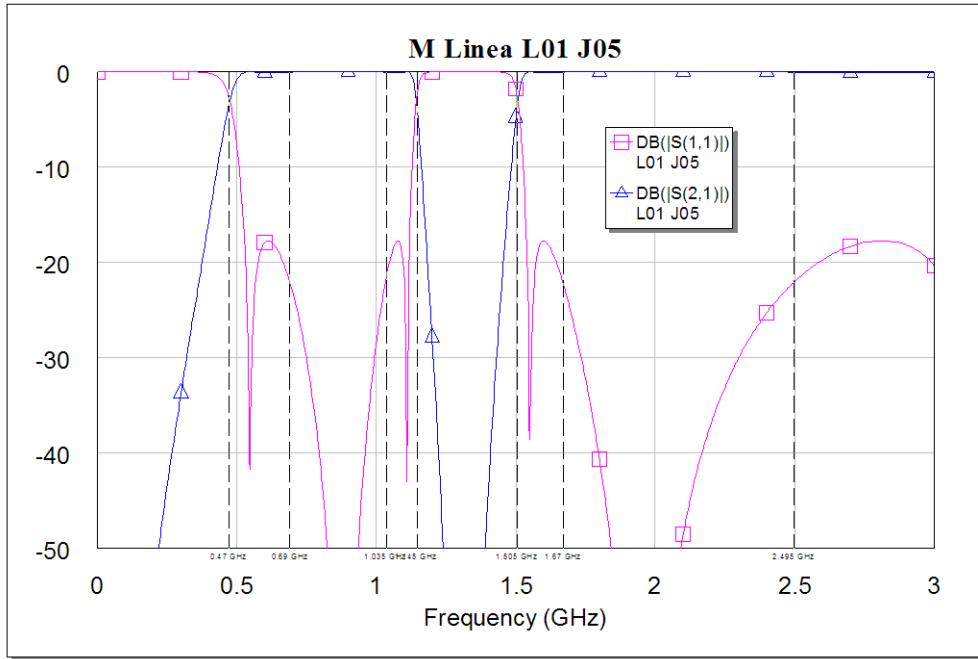


Fig. 4.8. Módulo de los parámetros S de una línea formada por dos celdas E-CRLH.

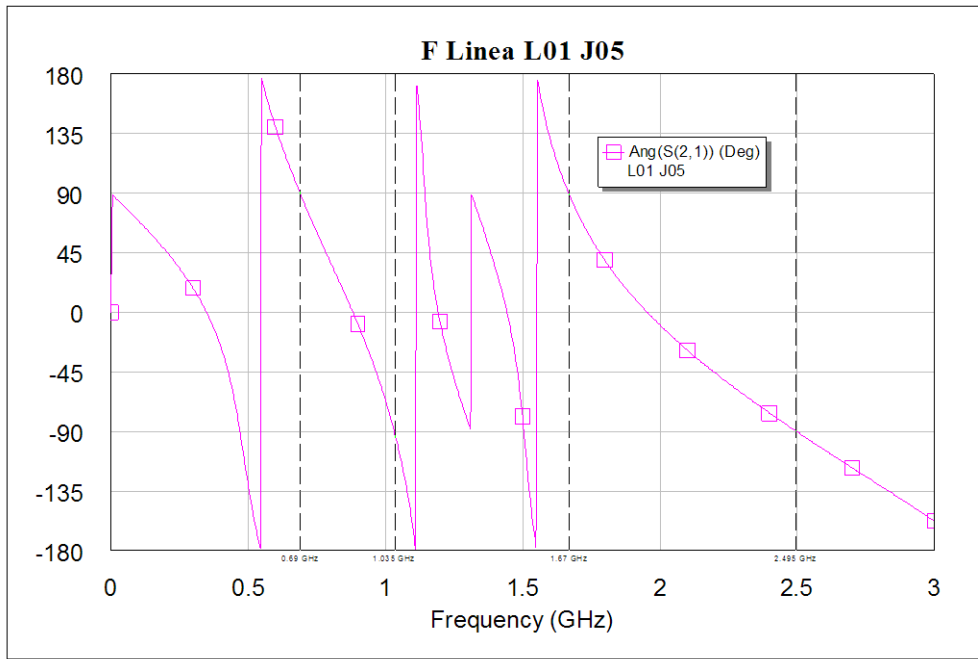


Fig. 4.9. Fase del parámetro S_{21} de una línea formada por dos celdas E-CRLH.

Observando la Fig. 4.9 se puede apreciar que los tres nuevos nodos aparecen porque la función fase tiene tres nuevos pasos por $\pm 90^\circ$, pero a dichas frecuencias la función de transferencia (ver Fig. 4.8) presenta pérdidas por reflexión de 3dB, por lo que esas frecuencias no serían utilizables. Lo más destacable y que se puede apreciar en la Fig. 4.10 es el aumento del ancho de banda de las bandas de paso, acercándose mucho más al E-CRLH ideal, y consiguiendo adaptación a las cuatro frecuencias de trabajo.

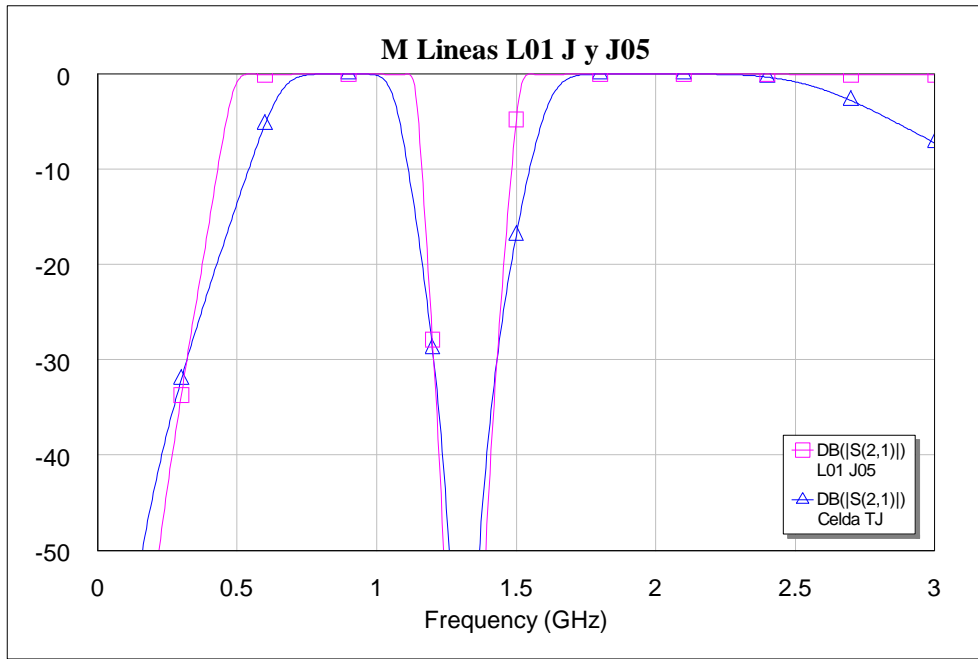


Fig. 4.10. Comparación del módulo del parámetro S_{21} de dos líneas formadas por una (azul) y dos (rosa) celdas E-CRLH respectivamente.

Por último, se implementa un *Rat Race* utilizando dos celdas E-CRLH en cascada para las ramas $\lambda/4$ y seis para la rama $3\lambda/4$.

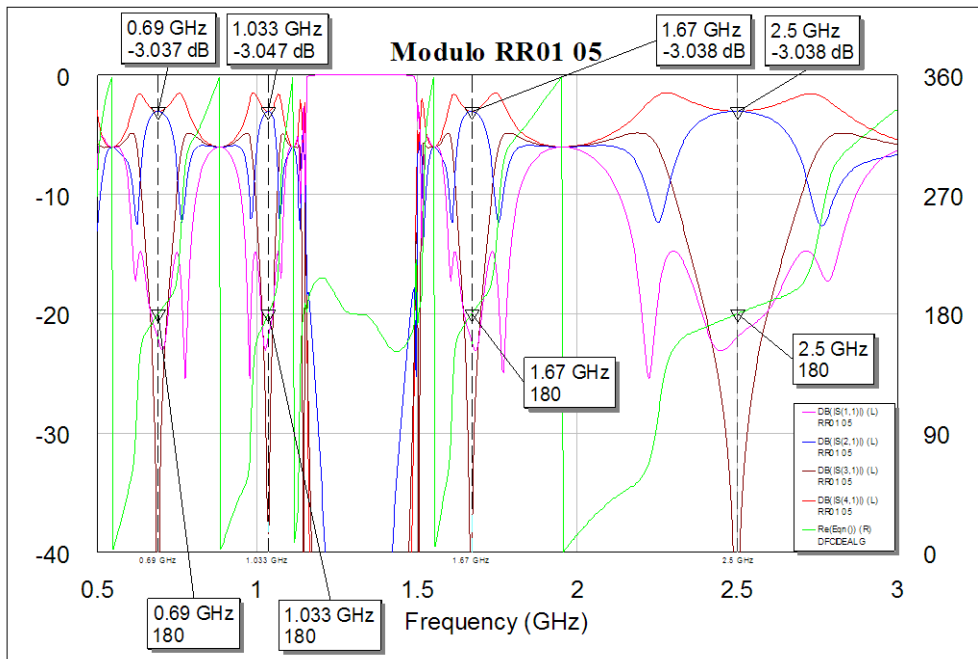


Fig. 4.11. Módulo de los parámetros S de un *Rat Race* construido con líneas $\lambda/4$ bicelda E-CRLH.

Si se observa la Fig. 4.11 se pueden apreciar pérdidas del orden de los 0.04dB a las cuatro frecuencias de trabajo, algo perfectamente asumible y que sugiere la idea de que dos celdas por línea son suficiente aproximación al caso infinitesimal.

OPTIMIZACIÓN MEDIANTE INTERVALOS AUTOADAPTATIVOS Y ECUALIZACIÓN AUTOMÁTICA DE COSTES

Durante el proceso de diseño de un circuito hay momentos en los que es necesario ajustar una serie de parámetros mediante optimización. Dicha optimización se realiza mediante comparación de parámetros utilizando las denominadas ‘Ecuaciones de Salida’ (*Output Equations*) de AWR, tratando de minimizar el coste de una función error que se define como la diferencia entre dos parámetros.

Hay casos de optimización en los que por la naturaleza del circuito la comparación se realiza en todo el rango de frecuencias definidas en el proyecto. Sin embargo, cuando se comparan los parámetros S de un *Rat Race* de cuádruple banda, evaluar las funciones en todo el rango de frecuencias presenta un problema fundamental, y es que hay zonas del espectro definido que o bien presentan comportamientos anómalos (resonancias, etc.) o simplemente no son relevantes a efectos de conseguir una determinada función de transferencia (zonas fuera de las bandas de paso).

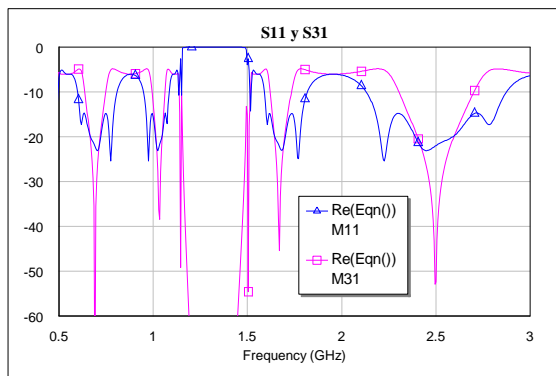


Fig. 4.12. Módulo de los parámetros S_{11} y S_{31} de un *Rat Race* ideal E-CRLH.

Para evitar lo anterior, los objetivos de la optimización (*Goals*) permiten definir un intervalo de evaluación de la función error. Dado que el coste de la función error depende del tamaño del intervalo, se tiene que ajustar el peso de cada objetivo (*Weight*) para obtener resultados equivalentes en diferentes intervalos de frecuencia; la evaluación equitativa de una función error simultáneamente en cuatro bandas de diferente anchura no es un problema trivial.

Lo ideal sería un sistema adaptativo que ajustase los intervalos de evaluación de forma automática según varíe la función a evaluar, y de paso poder ecualizar los pesos individuales de forma automática para saber que los errores en diferentes bandas de paso son realmente de la misma magnitud (en grados si se comparan fases, en dB si lo que se comparan son módulos).

En este caso, el objetivo es intercomparar los parámetros S_{21} , S_{41} y la diferencia de fase entre los puertos 2 y 4 de dos *Rat Race* distintos (el ideal y el que se implementará en la práctica), y lo ideal sería poder hacerlo solo en intervalos cerrados entorno a las frecuencias de trabajo. Dado que los intervalos de evaluación que se especifican en los objetivos de optimización han de ser numéricos (no se pueden utilizar variables), la única forma efectiva de variar los intervalos es mediante la

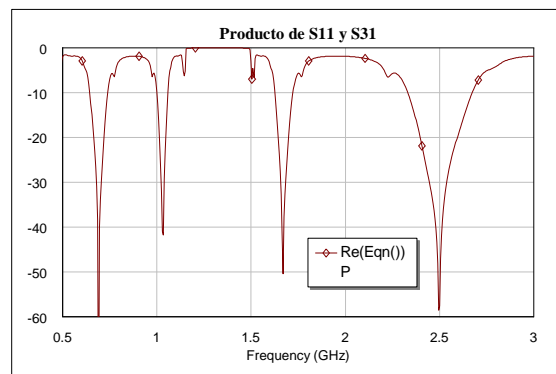


Fig. 4.13. Producto del módulo de los parámetros S_{11} y S_{31} de un *Rat Race* ideal E-CRLH.

modificación de las propias funciones a evaluar, eliminando los valores innecesarios para que no intervengan en la suma de costes.

Mediante los parámetros S_{11} y S_{31} del *Rat Race* ideal, se puede generar una función intervalo que tome el valor '1' en los intervalos de interés y '0' fuera de ellos. Así, con multiplicar cualquier función por dicha función intervalo, el resultado solo contendrá información dentro de los intervalos de interés.

La peculiaridad de los parámetros de reflexión y aislamiento del *Rat Race* es que, en las bandas de paso, ambos tienen un valor muy bajo, mientras que en otras zonas no van a la par, hecho que se puede apreciar en la Fig. 4.12. Por esta razón, el producto de ambos ofrece una función (ver Fig. 4.13) en la que fácilmente se pueden diferenciar las bandas de trabajo.

Si se toman solo valores por debajo de cierto umbral (empleando la función MIN de AWR) y luego se convierten los valores a ceros y unos (función SIGN), ya se tendría la función intervalo. Para ello es especialmente importante la correcta elección del valor del umbral. Si se utiliza un umbral bajo (-20dB), los intervalos saldrán muy estrechos, por lo que lo adecuado es utilizar un umbral más alto. El problema del umbral óptimo (en este caso se ha escogido el valor de -12dB) es que a veces en la función producto aparecen picos con valores inferiores al umbral que están fuera de las bandas de trabajo. Estos picos generarían intervalos anómalos en la función intervalo que obligarían a evaluar la función coste en regiones sin interés, y esta circunstancia podría arruinar la optimización por presentar errores muy altos en dichas regiones. Por este motivo se realiza un promediado en frecuencia de la función producto para suavizar esos picos y evitar el problema, tal y como se muestra en la Fig. 4.14.

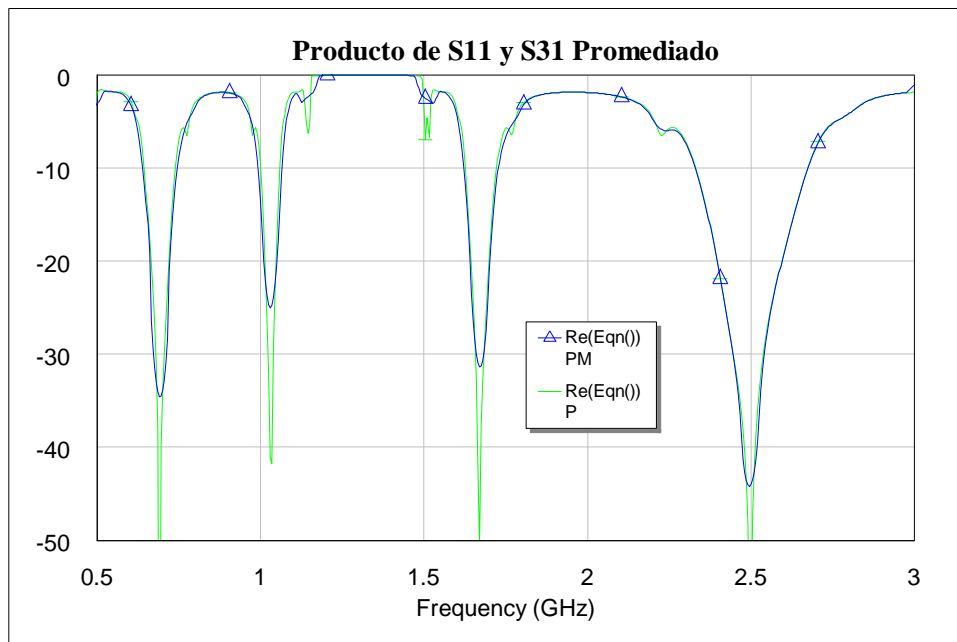


Fig. 4.14. Producto del módulo de los parámetros S_{11} y S_{31} de un *Rat Race* ideal E-CRLH y la misma función suavizada mediante promediado en frecuencia.

Una vez eliminados los picos mediante promediado, se pueden utilizar las funciones MIN y SIGN para generar la función intervalo, que se muestra en la Fig. 4.15. Para ilustrar el cometido de dicha función, se muestra en la Fig. 4.16 el resultado de multiplicarle dicha función intervalo a los parámetros S_{21} y S_{41} de la función de transferencia del *Rat Race* ideal.

Ahora solo queda asignar los intervalos. En este caso, se generarían cuatro objetivos de optimización distintos con intervalos complementarios para cubrir todo el espectro. En

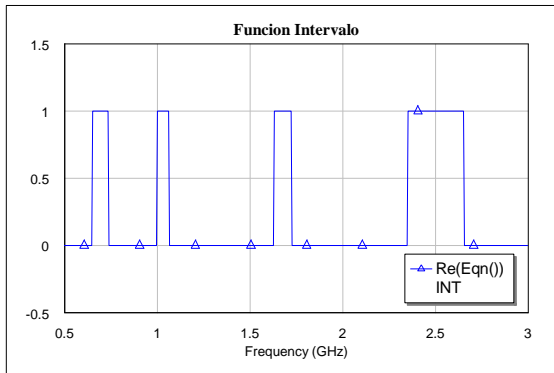


Fig. 4.15. Función intervalo obtenida mediante la aplicación de las funciones MIN y SIGN de AWR sobre S_{21} y S_{41} .

Lo primero que hay que hacer es definir la unidad básica de error en cada función. Para la fase se ha definido 1° como el error básico, mientras que para el módulo el valor escogido es de 0.1 dB. Para simplificar las cosas y hacer que la optimización actúe de forma equilibrada con los diferentes objetivos, se ha multiplicado la función de error en módulo por 10. De esta forma, una unidad de error en cualquiera de las funciones representa el error básico establecido; 1° para la fase y $0.1 \cdot 10 = 1$ dB para el módulo.

el ejemplo, los intervalos óptimos son los indicados mediante marcadores verticales: de 0.5 a 0.9 GHz, de 0.9 a 1.3 GHz, de 1.3 a 2 GHz y de 2 a 3 GHz, tal y como se aprecia en la Fig. 4.17.

Una vez conseguido todo lo anterior falta una parte no menos importante; asignar los costes adecuados a cada objetivo para que la optimización actúe de forma equitativa entre las diferentes bandas de trabajo.

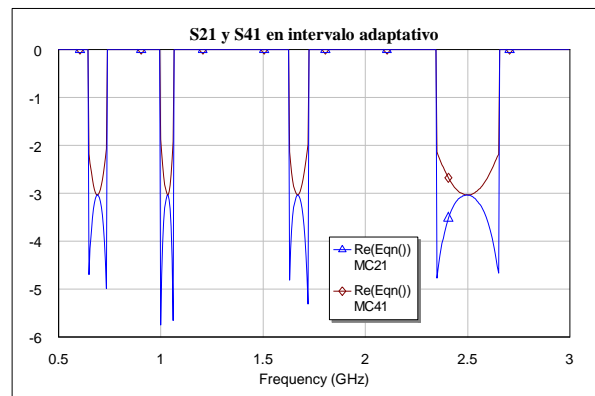


Fig. 4.16. Producto de la función intervalo con el módulo de los parámetros S_{21} y S_{41} de un *Rat Race* ideal E-CRLH.

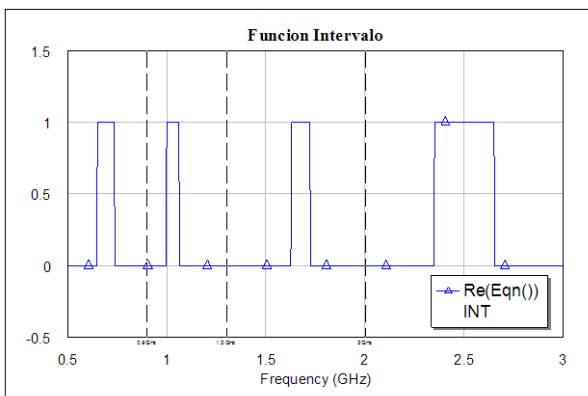


Fig. 4.17. Función intervalo con marcadores indicando la posición de los intervalos óptimos de optimización.

Algo interesante es que, de esta forma, el error básico tanto en módulo como en fase coincide con el valor de la función intervalo. Así que, si se evalúa la función intervalo (que vale '1' en todo el intervalo útil) arrojará unos costes que son la relación entre la anchura efectiva del intervalo y la total, permitiendo reajustar los pesos individuales para que el coste de cada objetivo de optimización sea el mismo en las cuatro bandas de trabajo, y el coste total sea de la magnitud que se pretende. Una vez hecho esto y

ajustados los pesos para obtener un coste total igual a 1 (por ejemplo), en la optimización posterior un coste total igual a 1 equivaldría a una desviación de 0.1dB o de un 1° en todas las funciones evaluadas; el error quedaría acotado y ofrecería una idea de la magnitud del mismo para saber si es asumible o no.

Measurement	Enabled	Cost	Weight	L	X Start	X Stop	Type
DMC21U:Re(Eqn())	<input checked="" type="checkbox"/>	0.1	1	3	MIN	0.9 GHz	Meas = Goal
DMC21U:Re(Eqn())	<input checked="" type="checkbox"/>	0.160494	1	3	0.9 GHz	1.3 GHz	Meas = Goal
DMC21U:Re(Eqn())	<input checked="" type="checkbox"/>	0.134752	1	3	1.3 GHz	2 GHz	Meas = Goal
DMC21U:Re(Eqn())	<input checked="" type="checkbox"/>	0.303483	1	3	2 GHz	MAX	Meas = Goal
DMC41U:Re(Eqn())	<input checked="" type="checkbox"/>	0.1	1	3	MIN	0.9 GHz	Meas = Goal
DMC41U:Re(Eqn())	<input checked="" type="checkbox"/>	0.160494	1	3	0.9 GHz	1.3 GHz	Meas = Goal
DMC41U:Re(Eqn())	<input checked="" type="checkbox"/>	0.134752	1	3	1.3 GHz	2 GHz	Meas = Goal
DMC41U:Re(Eqn())	<input checked="" type="checkbox"/>	0.303483	1	3	2 GHz	MAX	Meas = Goal
DFCRRUG:Re(Eqn())	<input checked="" type="checkbox"/>	0.1	1	2	MIN	0.9 GHz	Meas = Goal
DFCRRUG:Re(Eqn())	<input checked="" type="checkbox"/>	0.160494	1	2	0.9 GHz	1.3 GHz	Meas = Goal
DFCRRUG:Re(Eqn())	<input checked="" type="checkbox"/>	0.134752	1	2	1.3 GHz	2 GHz	Meas = Goal
DFCRRUG:Re(Eqn())	<input checked="" type="checkbox"/>	0.303483	1	2	2 GHz	MAX	Meas = Goal

Fig. 4.18. Detalle de los objetivos de optimización empleados antes de ser ecualizados y normalizados.

Los objetivos de optimización con los intervalos antes mencionados evaluando la función intervalo se muestran en la Fig. 4.18. Se puede comprobar que el coste de cada objetivo es la relación entre el intervalo eficaz y el real, por lo que para el cálculo del coste realiza una media. El parámetro ‘L’ (que se ha definido con valor tres en los módulos y dos en las fases) indica la potencia a la que se eleva cada valor de la función error. En este caso daría igual porque la función intervalo vale uno en todos los casos, pero en la práctica penalizará en mayor medida las desviaciones del módulo.

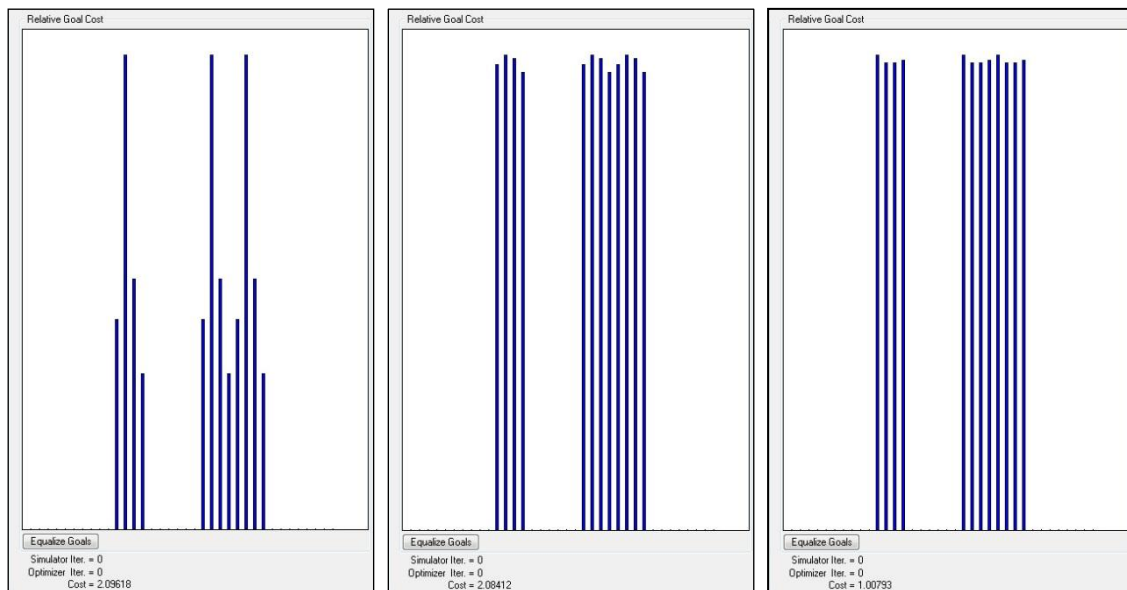


Fig. 4.19. Gráfico con los costes de los diferentes objetivos de optimización empleando el mismo peso por objetivo (izquierda), tras la ecualización de objetivos (centro) y tras la normalización del coste total (derecha).

De forma gráfica se ve claramente en la Fig. 4.19 que en origen los costes no son equitativos y no están normalizados. El coste total es de 2.096 y el objetivo es reducirlo hasta 1 con igualdad de costes. Para ecualizar los pesos de forma automática se puede utilizar el botón *Equalize Goals*. Si una vez ecualizados, el coste total tiene un valor inadecuado (demasiado alto en este caso), el proceso para modificarlo es sencillo. Se asigna manualmente un peso mucho menor a algunos de los objetivos de forma que el coste total disminuya. Se repite el proceso de ecualización y se comprueba el valor del coste. Se sigue con el proceso hasta que el coste total sea más o menos del valor que se pretendía obtener (en este caso uno).

Measurement	Enabled	Cost	Weight	L	X Start	X Stop	Type
DMC21U:Re(Eqn0)	<input checked="" type="checkbox"/>	0.084	0,84	3	MIN	0.9 GHz	Meas = Goal
DMC21U:Re(Eqn0)	<input checked="" type="checkbox"/>	0.0834568	0,52	3	0.9 GHz	1.3 GHz	Meas = Goal
DMC21U:Re(Eqn0)	<input checked="" type="checkbox"/>	0.0835461	0,62	3	1.3 GHz	2 GHz	Meas = Goal
DMC21U:Re(Eqn0)	<input checked="" type="checkbox"/>	0.0849751	0,28	3	2 GHz	MAX	Meas = Goal
DMC41U:Re(Eqn0)	<input checked="" type="checkbox"/>	0.084	0,84	3	MIN	0.9 GHz	Meas = Goal
DMC41U:Re(Eqn0)	<input checked="" type="checkbox"/>	0.0834568	0,52	3	0.9 GHz	1.3 GHz	Meas = Goal
DMC41U:Re(Eqn0)	<input checked="" type="checkbox"/>	0.0835461	0,62	3	1.3 GHz	2 GHz	Meas = Goal
DMC41U:Re(Eqn0)	<input checked="" type="checkbox"/>	0.0849751	0,28	3	2 GHz	MAX	Meas = Goal
DFCRRUG:Re(Eqn0)	<input checked="" type="checkbox"/>	0.084	0,84	2	MIN	0.9 GHz	Meas = Goal
DFCRRUG:Re(Eqn0)	<input checked="" type="checkbox"/>	0.0834568	0,52	2	0.9 GHz	1.3 GHz	Meas = Goal
DFCRRUG:Re(Eqn0)	<input checked="" type="checkbox"/>	0.0835461	0,62	2	1.3 GHz	2 GHz	Meas = Goal
DFCRRUG:Re(Eqn0)	<input checked="" type="checkbox"/>	0.0849751	0,28	2	2 GHz	MAX	Meas = Goal

Fig. 4.20. Detalle de los objetivos de optimización empleados tras la ecualización y normalización.

Tras el proceso, la optimización va a ser equitativa en dos sentidos; entre bandas de trabajo y entre objetivos de optimización que evalúen diferentes magnitudes (dB y °) presentando un coste individual muy similar, como se ve en la Fig. 4.20.

Un problema que presenta este método es que conforme varíe la función intervalo, los pesos no se reajustan de forma automática, por lo que si se perciben cambios significativos de la misma, se debería repetir el proceso de ecualización.

Una vez ecualizado correctamente, y aplicado a la optimización realizada para incluir las uniones *μstrip*, el sistema arroja un coste total de 0.0531154, un valor realmente bajo coherente con la observación a simple vista de la función de transferencia.

PRIMERA APROXIMACIÓN AL CIRCUITO REAL: UNIÓN ENTRE CELDAS Y TRANSICIÓN ENTRE PUERTOS Y RAMAS DEL RAT RACE

A la hora de diseñar un híbrido real, es necesario conectar en algún punto los puertos. Para ello hace falta utilizar uniones en T *μstrip* y líneas de alimentación suficientemente anchas y largas como para poder soldar conectores en ellas. En el caso del *Rat Race* teórico, los puertos son de 50Ω mientras que las ramas son de 70.71Ω , por lo que las anchuras de las líneas no van a ser iguales en cada puerta de la T. En este caso, el híbrido no va a ser diseñado de forma circular como el *Rat Race* original, por lo que también son necesarios codos a 90° *μstrip*. Por último, las dimensiones de todas las uniones deben ser las adecuadas para que el circuito esté ajustado espacialmente y todas las ramas sigan la dirección de alguno de los ejes principales. Todos estos elementos adicionales generan componentes parásitos que modifican el comportamiento original del circuito y esto es lo que se va a tratar de evitar.

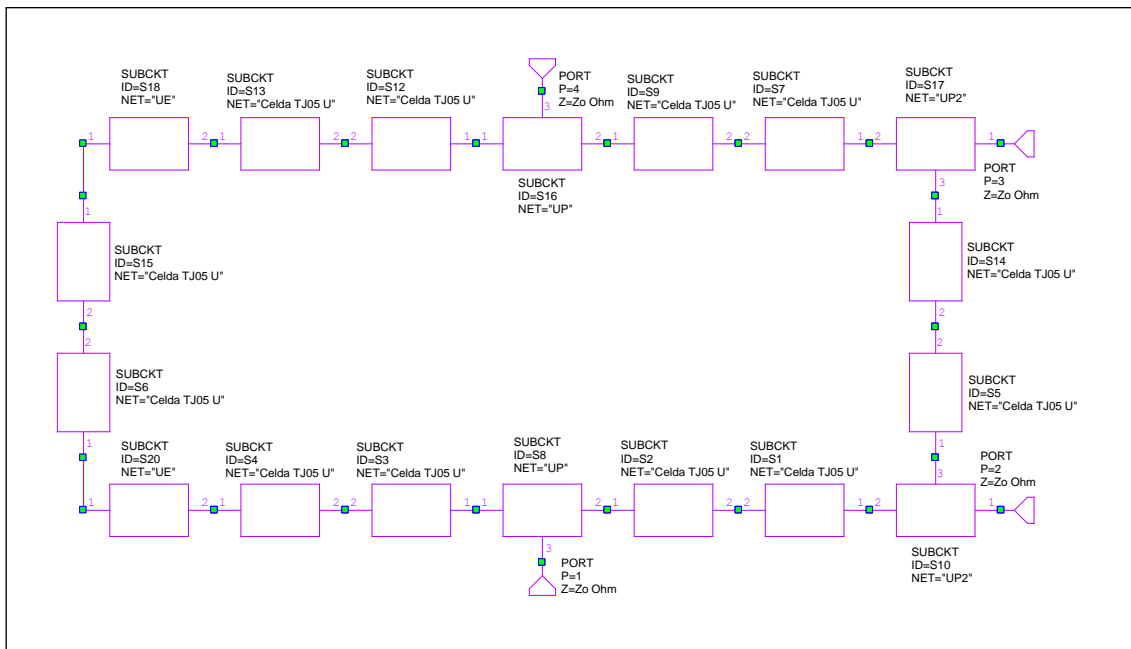


Fig. 4.21. Esquemático completo de simulación del *Rat Race* E-CRLH con dos celdas por línea $\lambda/4$.

Para evitar estos inconvenientes se generan ocho nuevas variables que se corresponden con los ocho componentes de la celda unidad. El circuito ideal se deja tal cual, mientras que en el circuito con uniones *μstrip* reales, los valores de los elementos de la celda unidad se van a ver modificados por las nuevas variables que actuarán como diferencial. Mediante optimización se tratará de asemejar ambos circuitos (el ideal y el de las uniones) modificando las 8 variables diferenciales. De esta forma se obtiene una celda unidad equivalente, algo distinta a la original, que asume la influencia de las uniones introducidas. El circuito real con las uniones es el que se muestra en la Fig. 4.21. A continuación se describen los diferentes elementos del circuito en más profundidad.

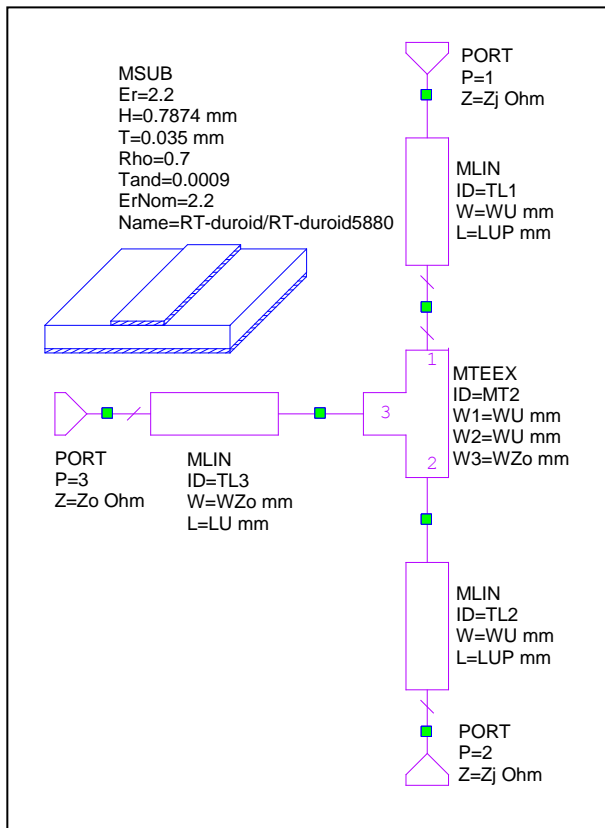


Fig. 4.22. Esquemático de la unión entre dos líneas μStrip en el mismo eje y un puerto de 50Ω a 90° (subcircuito 'UP').

UP2: Es la unión entre dos ramas del *Rat Race* a 90° y un puerto de 50Ω . Dado que UP y UP2 tienen una geometría completamente diferente, los parámetros de UP y UP2 han de ser los adecuados para que ambas uniones tengan un comportamiento similar en módulo y fase. Para poder igualar ambas uniones, UP2 tiene todos sus parámetros libres disponibles para la optimización; $WZo2$, $WU2A$, $WU2B$, $LU2$, $LUP2A$ y $LUP2B$. De la misma forma que ocurría con LU, la longitud $LU2$ ha de ser suficientemente grande como para poder soldar el alma del conector. Su esquemático se muestra en la Fig. 4.23.

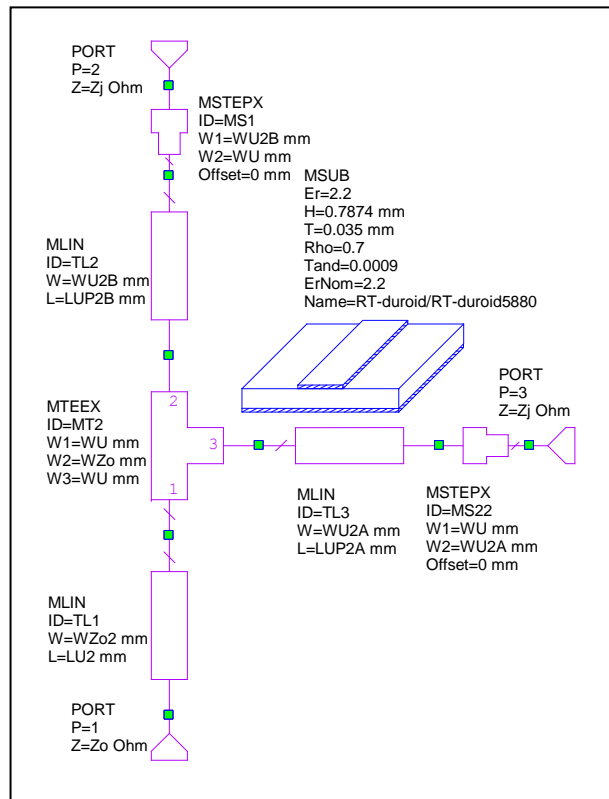


Fig. 4.23. Esquemático de la unión entre dos líneas μStrip a 90° y un puerto de 50Ω (subcircuito 'UP2').

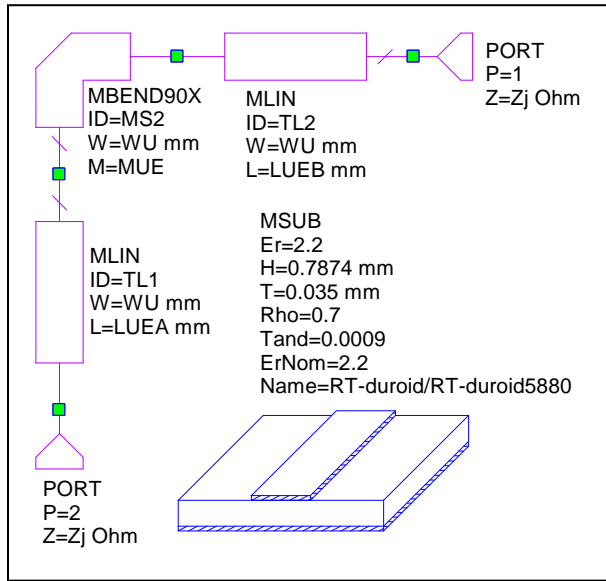


Fig. 4.24. Esquemático de la unión entre dos líneas μ Strip a 90° (subcircuito 'UE').

La idea es conseguir que las uniones con los puertos, UP y UP2, se comporten de forma similar y acorde con UE. Mediante optimización se modifican los parámetros libres para conseguir que se cumplan las siguientes condiciones:

$$|S_{13}(LUP)| = |S_{21}(LUP2)| = |S_{31}(LUP2)| \quad (4.10)$$

$$|S_{21}(LUP)| = |S_{32}(LUP2)| \quad (4.11)$$

$$\phi(S_{13}(LUP)) = \phi(S_{21}(LUP2)) = \phi(S_{31}(LUP2)) \quad (4.12)$$

$$\phi(S_{21}(LUP)) = \phi(S_{32}(LUP2)) = \phi(S_{21}(LUE)) \quad (4.13)$$

Dado que UP es simétrico, con incluir S_{13} se da por sentado que S_{23} será idéntico. Por otra parte, WZo ha de ser 2.38mm para que el puerto sea de 50Ω con el sustrato utilizado. Para WU se ha escogido el valor de 0.8mm que es una anchura adecuada para soldar los componentes 0603 que se utilizarán en el diseño. Una vez definidas WZo y WU, y establecida la ecuación que fija LUEB para asegurar el ajuste del circuito, se obtienen los valores de los parámetros libres mediante optimización.

Cabe destacar que todos los valores están redondeados a una precisión de 0.01 mm, que es la que se ha establecido para la construcción del circuito. Los valores obtenidos para todos los parámetros son los que se muestran a continuación en la Tabla 4.1.

WU	WZo	LU	LU2	LUP	LUP2A	LUP2B
1.34	2.38	6.36	5	0.18	1.24	0.56
WU2A	WU2B	WZo2	MUE	LUEA	LUEB	
2.74	0.9	2.31	0.485075	0	LUP2A+0.5*(WZo2-WU)	

Tabla 4.1. Valores obtenidos para los parámetros libres tras la optimización.

Observando la Fig. 4.25 y la Fig. 4.26 con el módulo y la fase de los parámetros S de las diferentes uniones se puede comprobar que las dos uniones se comportan de forma casi idéntica.

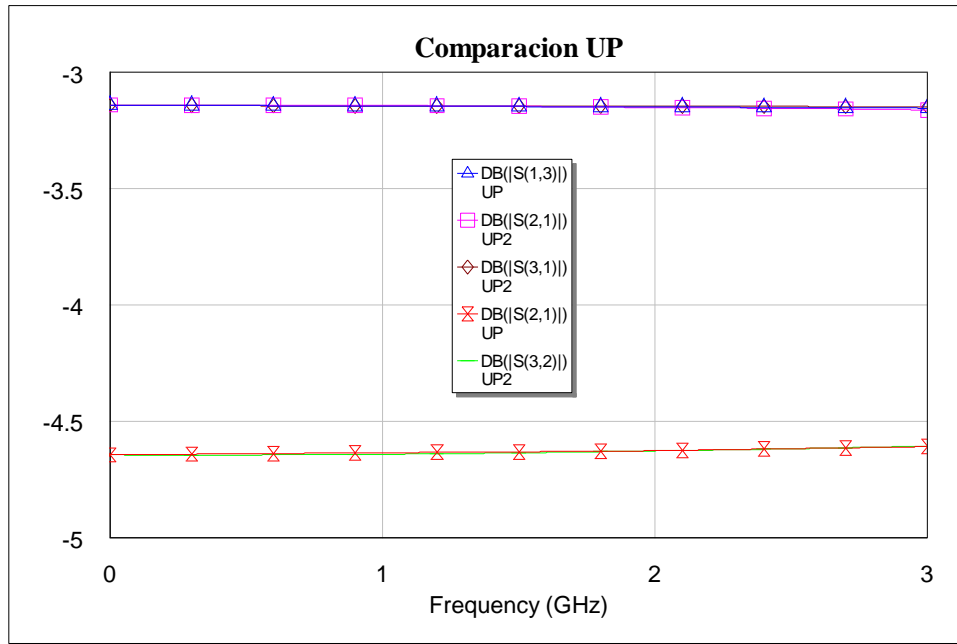


Fig. 4.25. Comparación del módulo de los parámetros S de las uniones 'UP' y 'UP2'.

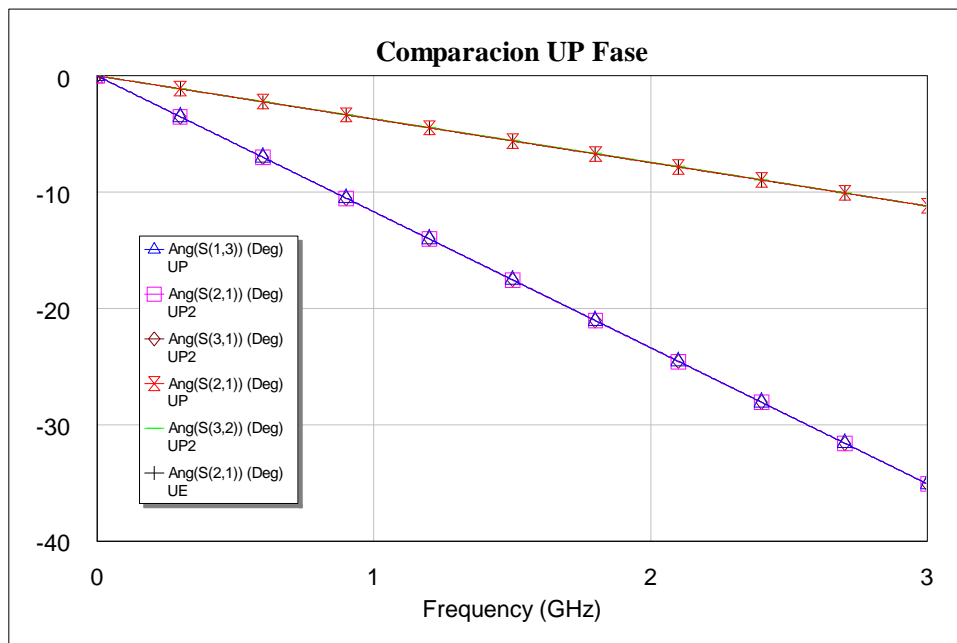


Fig. 4.26. Comparación de la fase de los parámetros S de las uniones 'UP', 'UP2' y 'UE'.

Celda TJ05 U: Es la celda unidad con sus componentes modificados por las variables diferenciales anteriormente explicadas (ver Fig. 4.27).

Mediante optimización autoadaptativa, se compara el circuito ideal con el nuevo que utiliza las uniones para determinar cuáles son los valores de las variables diferenciales que determinan nuestra celda modificada.

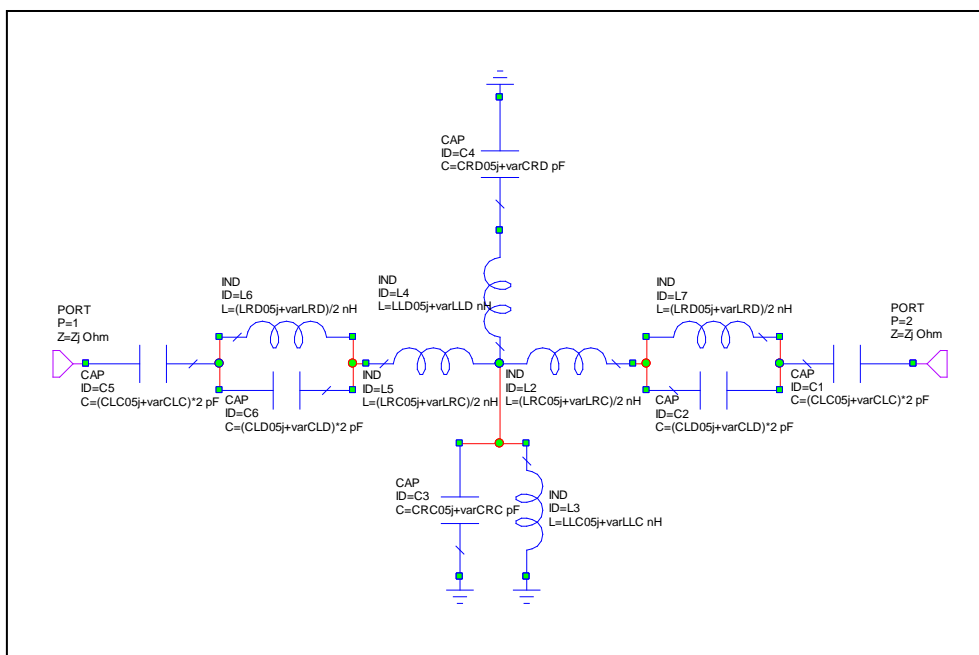


Fig. 4.27. Esquemático de la celda unidad modificada por las variables diferenciales.

Los valores obtenidos son los que se muestran a continuación en la Tabla 4.2.

varLRC	Var CRC	varLRD	varCRD	varLLC	Var CLC	varLLD	varCLD
-0.127492	-0.112363	0.0497893	-0.00946887	0.104	-0.0203357	0.122711	-0.0218431

Tabla 4.2. Valores obtenidos para las variables diferenciales tras la optimización.

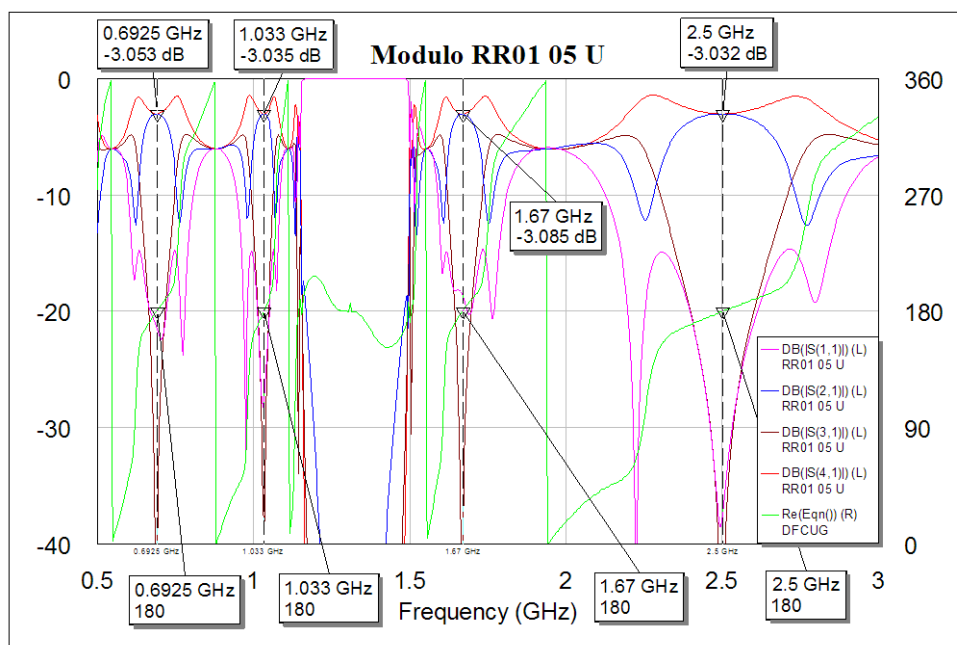


Fig. 4.28. Módulo de los parámetros S y diferencia de fase entre puertos 2 y 4 del *Rat Race* con celdas unidad modificadas y uniones μ strip.

Una vez optimizado, el circuito con uniones μ strip presenta el aspecto que se muestra en la Fig. 4.28. Se observa que las pérdidas aumentan hasta los 0.085dB en la tercera banda de paso, pero siguen siendo unos resultados bastante buenos teniendo en cuenta que ya entran en juego elementos reales con pérdidas y parásitos.

SEGUNDA APROXIMACIÓN AL CIRCUITO REAL: USO DE CIRCUITO μ STRIP Y ELEMENTOS CONCENTRADOS

Una vez se tiene la celda modificada que se pretende conseguir y un método eficaz y robusto de optimización, se puede pasar a implementar el circuito definitivo E-CRLH real. La idea principal era utilizar el diseño de circuito real mostrado en la Fig. 4.2, en el que tan solo se utilizaban condensadores SMD para las capacidades C_1 y C_2 , pero tras un largo proceso de diseño y optimización se ha decidido incorporar otro condensador SMD para la capacidad C_R^d . El circuito que se utilizará es el que se muestra en la Fig. 4.29. El uso de elementos concentrados es prácticamente imprescindible para introducir condensadores por encima de 1 pF, pero presentan ciertos inconvenientes. Además de introducir parásitos, dado que los valores disponibles son tabulados, no siempre se tiene disponible un condensador con la capacidad necesaria, y el exceso o defecto de capacitancia lo tiene que aportar el propio circuito μ strip.

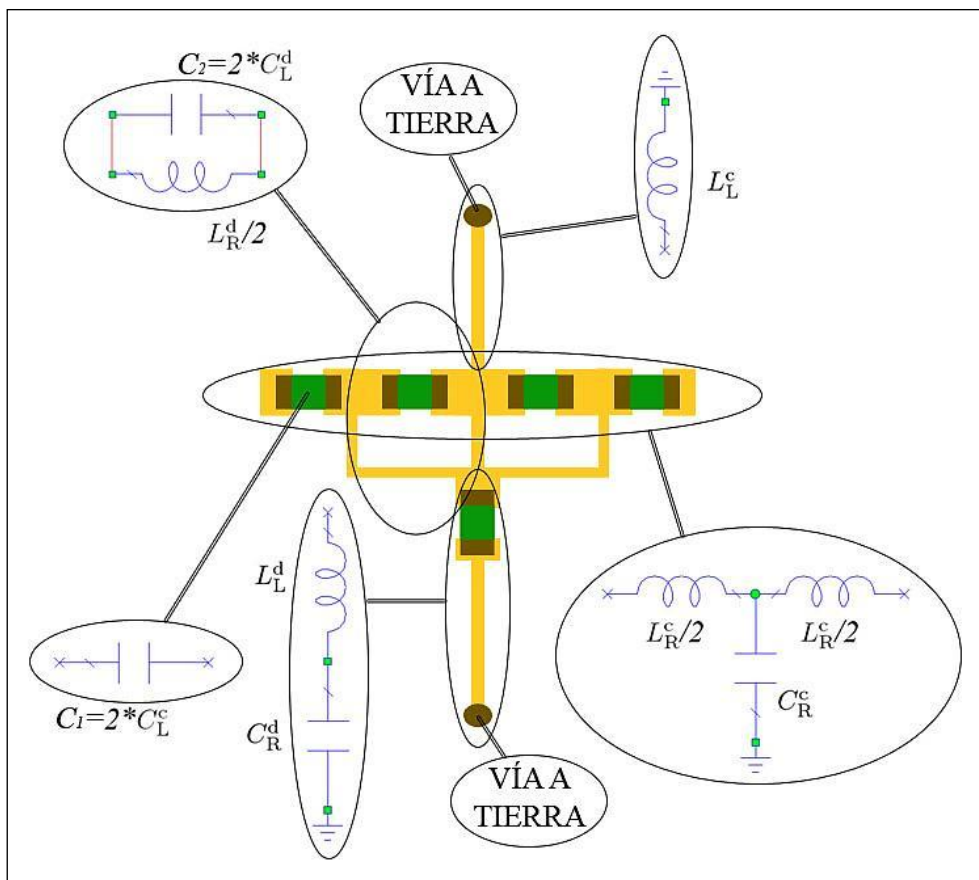


Fig. 4.29. Segundo diseño de la celda unidad real E-CRLH en red-T mediante el uso de líneas μ strip y elementos concentrados.

TERCERA APROXIMACIÓN AL CIRCUITO REAL: MODELO DE CONDENSADOR CON PARÁSITOS

Llegados a este punto solo falta implementar la celda modificada *μstrip* y obtener el valor de todos sus parámetros libres mediante optimización. Uno de los problemas que se plantean es el de escoger los valores adecuados de los condensadores SMD. Para poder asignarles un valor de forma óptima, se decidió emplear el modelo circuital de la Fig. 4.30 en vez de los parámetros *S* reales de los condensadores. De esta forma se puede incluir el valor de la capacidad en el proceso de optimización. Una vez calculados los valores óptimos de capacidad en cada caso, se puede escoger el valor de condensador que más se acerque al óptimo.

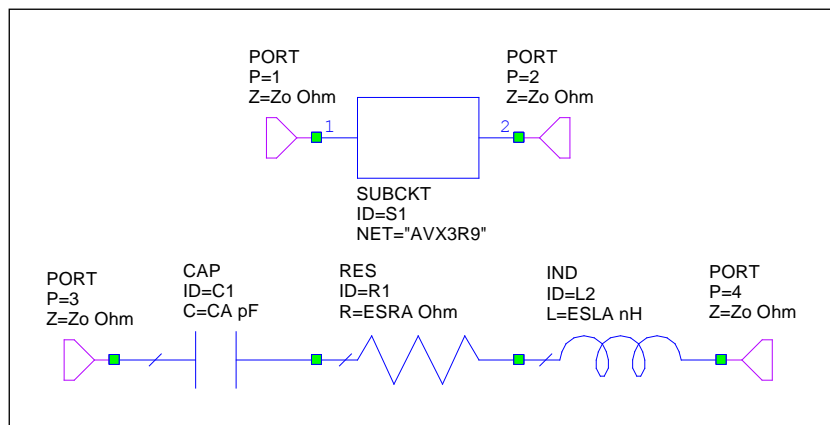


Fig. 4.30. Modelo circuital de los condensadores concentrados empleados en el proceso de simulación.

Los condensadores utilizados han sido unos AVX Accu-P 0603. Para poder obtener los parámetros de los modelos era necesario saber el comportamiento de los condensadores reales, para lo que se utilizó la aplicación AVX SpiMic 1.3 que suministra el propio fabricante en su página web. Con ella se pueden generar los parámetros *S* de los condensadores para las diferentes capacidades.

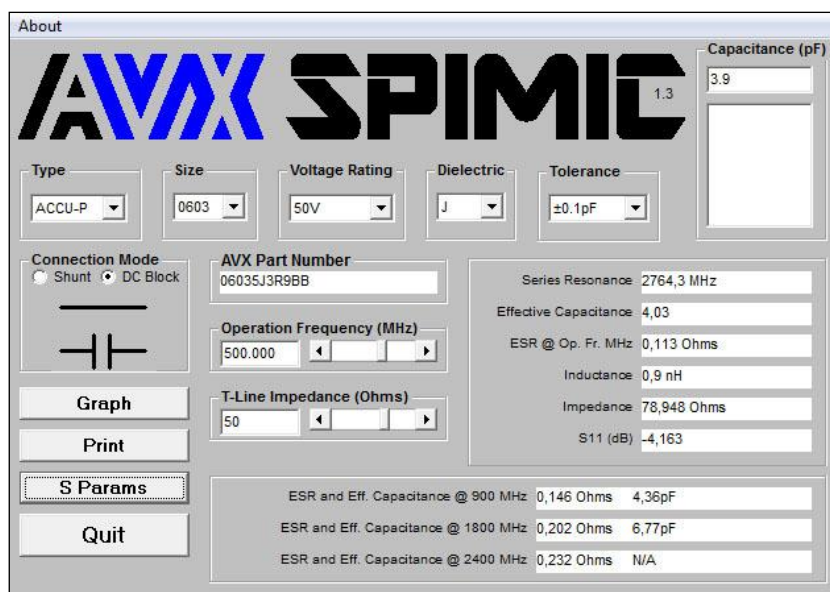


Fig. 4.31. Aplicación suministrada por AVX para obtener los parámetros de sus condensadores SMD.

CAPACIDAD	C	ESR	ESL
1	0,999969	0,137032	0,850161
1,1	1,09988	0,137375	0,850161
1,2	1,19988	0,1269	0,850435
1,3	1,29999	0,130589	0,849998
1,5	1,49993	0,127301	0,850111
1,8	1,79984	0,122535	0,850194
2	1,9999	0,120113	0,850109
2,2	2,19981	0,119381	0,850139
2,4	2,39975	0,125059	0,850125
2,7	2,69986	0,117762	0,850068
3	3,00013	0,111	0,849951
3,3	3,3	0,114782	0,85
3,6	3,60001	0,113979	0,849999
ESL			0,85011162

Tabla 4.3. Parámetros del modelo para cada valor de capacidad.

Una vez obtenidos los parámetros S de cada condensador con la aplicación de la Fig. 4.31, mediante optimización se obtuvieron los parámetros del modelo para cada valor de capacidad (ver Tabla 4.3).

El valor de la ESL⁴⁸ es aproximadamente el mismo para todos los valores de capacidad, por lo que se calculó la media y se utilizó directamente en el modelo para cualquier valor de capacidad. Sin embargo, el valor de la ESR⁴⁹ no es el mismo para todos los valores, por lo que se decidió representar los puntos en una gráfica (ver Fig. 4.32) y aproximar los valores a una recta mediante mínimos cuadrados. Los parámetros de la recta⁵⁰ tras la aproximación resultaron A = -0.008654 y B = 0.1414085.

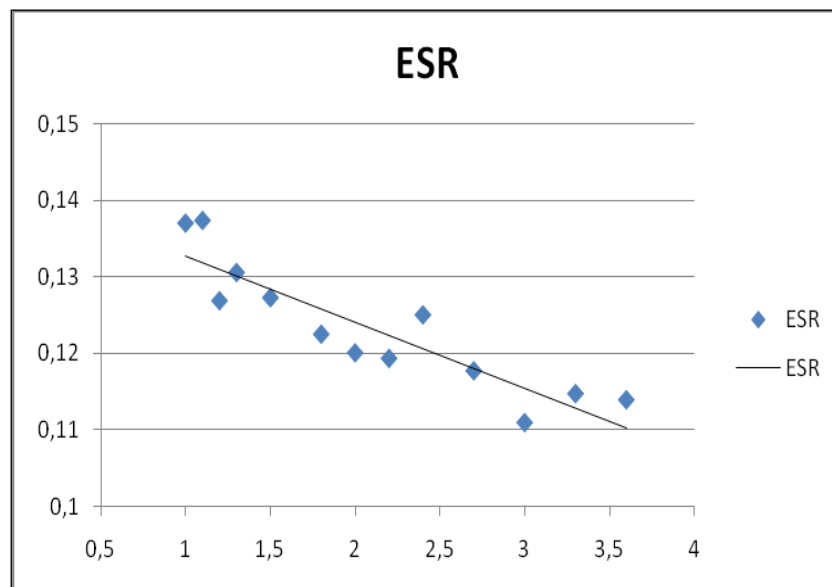


Fig. 4.32. Representación gráfica de los diferentes valores de ESR y de la recta de mínimos cuadrados.

El modelo ofrece un comportamiento muy próximo al de los condensadores reales, ofreciendo un coste de optimización muy bajo, lo que hace suponer que el software de AVX más que mostrar datos obtenidos de la medida de los condensadores reales, lo que hace es ofrecer los resultados generados mediante un modelo muy similar al propuesto. Los resultados comparativos para 3.9 pF se muestran en la Fig. 4.33 y en la Fig. 4.34.

⁴⁸ *Equivalent Series Inductance* – Inductancia serie equivalente.

⁴⁹ *Equivalent Series Resistance* – Resistencia serie equivalente.

⁵⁰ $ESR = A \cdot \text{Capacidad} + B$

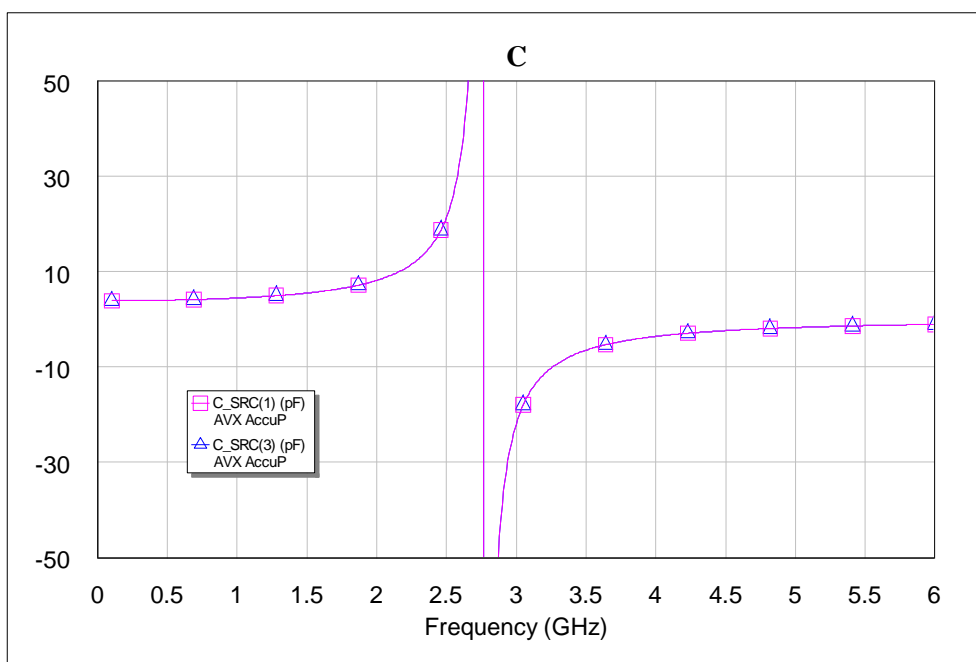


Fig. 4.33. Representación gráfica comparativa de la capacidad de los valores suministrados por AVX y la del modelo para el condensador de 3.9 pF.

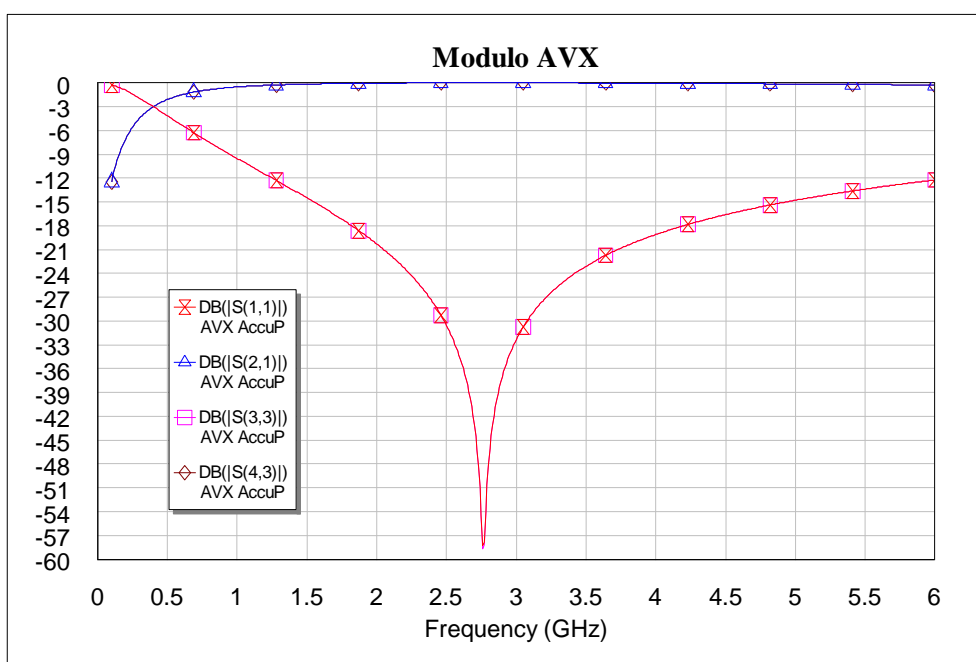


Fig. 4.34. Representación gráfica comparativa de los parámetros S de los valores suministrados por AVX y los del modelo para el condensador de 3.9 pF.

CUARTA APROXIMACIÓN AL CIRCUITO REAL: USO DE COMPONENTES SMD SOBRE LÍNEA μ STRIP

A la hora de soldar componentes SMD sobre un circuito μ strip, hay que tener en cuenta una serie de aspectos importantes que se tratarán a continuación.

Los componentes necesitan una huella (*land pattern*) en la que colocarlos y soldarlos. La huella que se empleará en el circuito se muestra en la Fig. 4.35. Si se estudian las necesidades transversales, la anchura de la línea ha de ser adecuada al tamaño de los componentes, ya que si es demasiado estrecha el contacto entre el componente y la línea puede ser insuficiente, y en el caso contrario (línea demasiado ancha) solo habrá contacto con una pequeña parte de la línea provocando pérdidas, además de que resultará más complicado el proceso de soldar el componente en el centro de la línea por la falta de referencias.

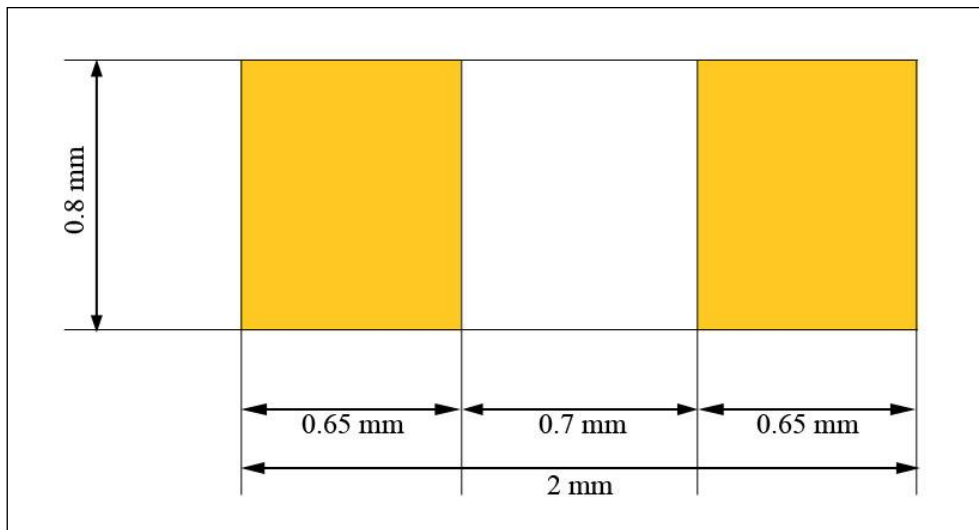


Fig. 4.35. Diseño del huella o '*land pattern*' empleado en el circuito para acomodar los condensadores 0603.

En el caso longitudinal, esta huella precisa de línea más allá de donde comienza el componente, ya que este debe asentarse sobre las líneas presentando cierto solapamiento. De esta forma también se garantiza que haya contacto aunque el componente se desplace longitudinalmente a la hora de soldarlo.

Por otra parte, los trozos de línea donde se asentará el componente son dos líneas *μstrip* terminadas en circuito abierto que a su vez, por su proximidad, tienen una capacidad mutua entre ellas.

Los elementos concentrados que se van a utilizar son del tipo 0603 (1.6mm x 0.8mm) y con todos ellos se ha seguido el mismo criterio a la hora de emplazarlos físicamente en el circuito. A cada elemento concentrado se le han reservado 0.2mm adicionales de longitud en ambos extremos, de forma que en total se reservan 2mm por componente (0.2 + 1.6 + 0.2). Así se evitan problemas en caso de que el componente quede levemente desplazado longitudinalmente.

Todas estas circunstancias hay que aplicarlas en el modelo para tener en cuenta los posibles efectos parásitos que pudieran generarse. El esquemático del modelo empleado se muestra en la Fig. 4.36. Para que el modelo se corresponda con el diseño de huella de la Fig. 4.35 el valor de VC1 ha de ser 0.05mm y el de WPC1 0.8mm.

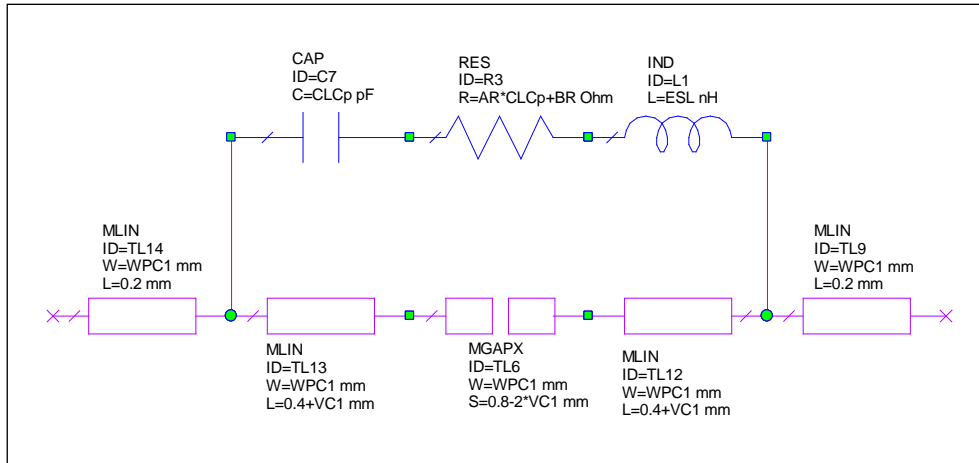


Fig. 4.36. Modelo circuital de simulación del conjunto de un condensador SMD real y la huella necesaria para poder soldarlo al circuito.

PROCESO DE OPTIMIZACIÓN DEL CIRCUITO

Una vez definidas las pautas para el diseño del circuito, se puede pasar a la fase de optimización. Para la optimización se ha utilizado de nuevo la función intervalo (intervalos autoajustables) ya que lo interesante es que el comportamiento se aproxime al del circuito ideal únicamente en las cuatro bandas de paso.

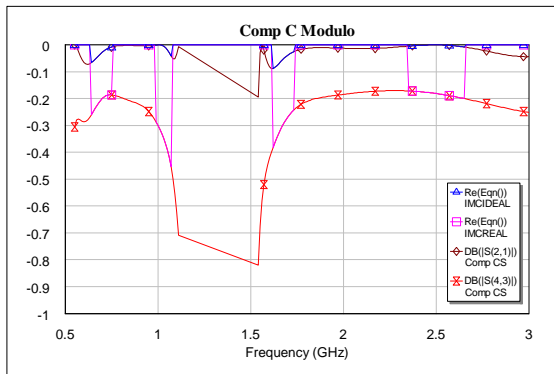


Fig. 4.37. Comparación entre el módulo de dos celdas ideales en cascada y de dos celdas reales en serie y tierras compartidas.

La siguiente fase del proceso es unificar dos celdas en cascada para optimizar una rama $\lambda/4$ al completo. Mediante este paso se obtienen una serie de beneficios. Por una parte, al poner dos celdas en serie, quedarían en el centro dos condensadores C_1 en serie que se pueden sustituir por un único condensador C_3 con la mitad de capacidad aproximadamente, reduciendo así el número total de componentes. Además, al ser un condensador que no es necesariamente función de los originales en serie, se incluiría un nuevo parámetro

En una primera fase la comparación se ha realizado entre la celda modificada y la celda $\mu strip$ con elementos concentrados, por lo que los objetivos de optimización son ocho; módulo y fase en cada una de las cuatro bandas.

Tras realizar la optimización se ha conseguido una celda real $\mu strip$ que se aproxima en gran medida a la celda modificada en las bandas de paso, teniendo en cuenta que ahora tanto los condensadores como las líneas presentan pérdidas.

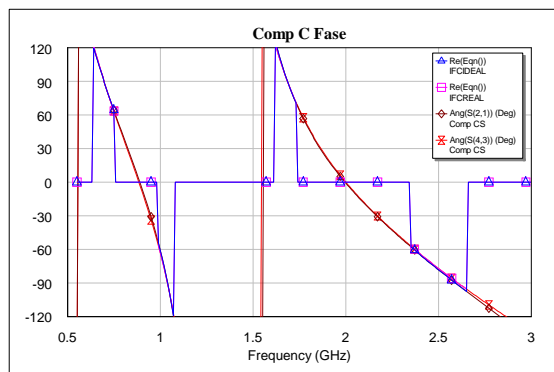


Fig. 4.38. Comparación entre la fase de dos celdas ideales en cascada y de dos celdas reales en serie y tierras compartidas.

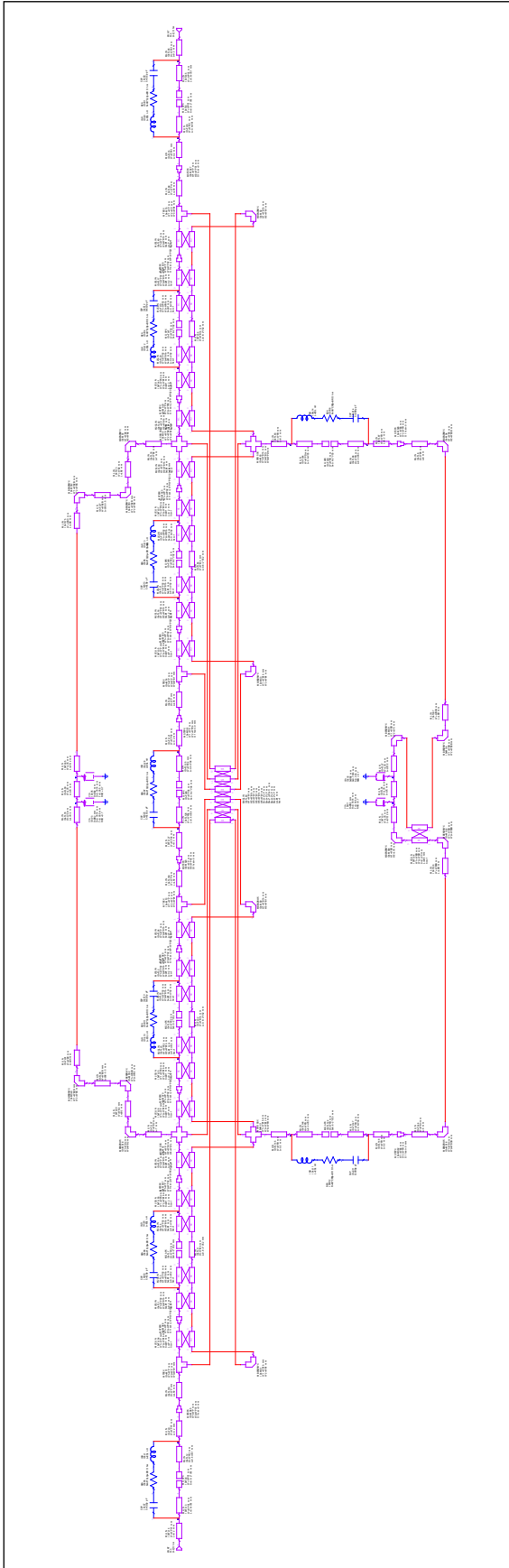


Fig. 4.40. Esquemático del circuito de dos celdas en serie y tierras compartidas.

libre en el proceso de optimización sin riesgo de que el circuito presente asimetría. Por otra parte, se pueden generar un par de regiones de tierra que sirvan para ambas celdas a la vez, permitiendo así reducir el tamaño total del circuito.

Ahora la comparación se realiza entre dos celdas ideales en cascada y el nuevo circuito de dos celdas en serie y tierras compartidas de la Fig. 4.40. Los resultados en módulo y fase se muestran respectivamente en la Fig. 4.37 y en la Fig. 4.38. Una vez hecha esta aproximación al circuito definitivo, se puede pasar a la optimización en la que se compara directamente el circuito al completo con el circuito ideal.

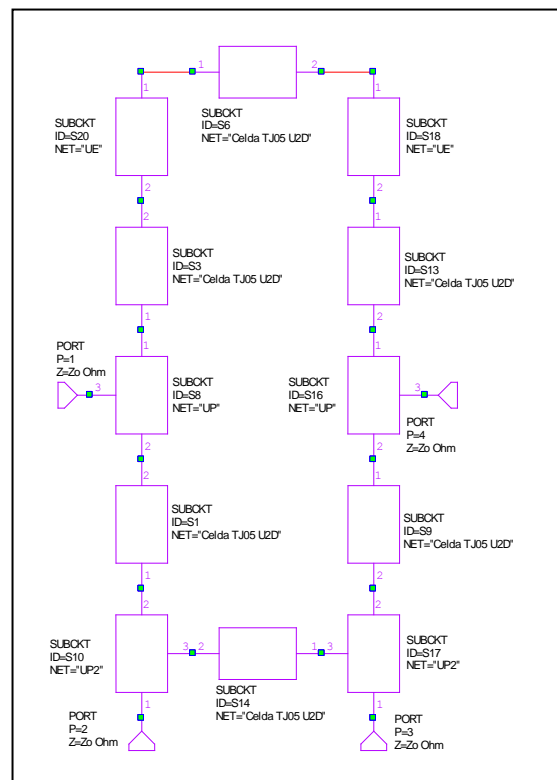


Fig. 4.39. Nuevo esquemático completo de simulación del *Rat Race* E-CRLH con una celda doble por línea $\lambda/4$.

El circuito modular completo con las últimas modificaciones pasa a tener un único bloque en las ramas de 90° , la doble celda, tal y como se puede comprobar en la Fig. 4.39.

El proceso de optimización comienza teniendo en cuenta todos los parámetros libres disponibles de la doble celda; las dimensiones de las líneas $\mu strip$ y las capacidades de los condensadores.

Una vez se obtiene un mínimo local de coste, se van introduciendo de forma progresiva valores fijos de los parámetros, comenzando por los condensadores, y siguiendo por las dimensiones de las líneas $\mu strip$ que forman la doble celda.

Todas las dimensiones del circuito están redondeadas a la precisión mínima establecida de 0.01mm y de forma que se respete el ajuste global del circuito.

Los valores finales de los elementos concentrados se muestran en la Tabla 4.4.

C_1	C_2	C_3	C_R^d
3.9 pF	2.2 pF	2 pF	1.2 pF

Tabla 4.4. Valores finales de los elementos concentrados del *Rat Race*.

Una circunstancia que se puede observar una vez concluido el proceso es que los condensadores adecuados tienen un valor inferior (muy inferior en el caso de C_2) al valor ideal necesario. Esto se debe a que la estructura $\mu strip$ aporta la capacidad restante y el conjunto presenta la capacidad necesaria. Los resultados de la simulación del circuito completo tras la optimización se muestran en la Fig. 4.41.

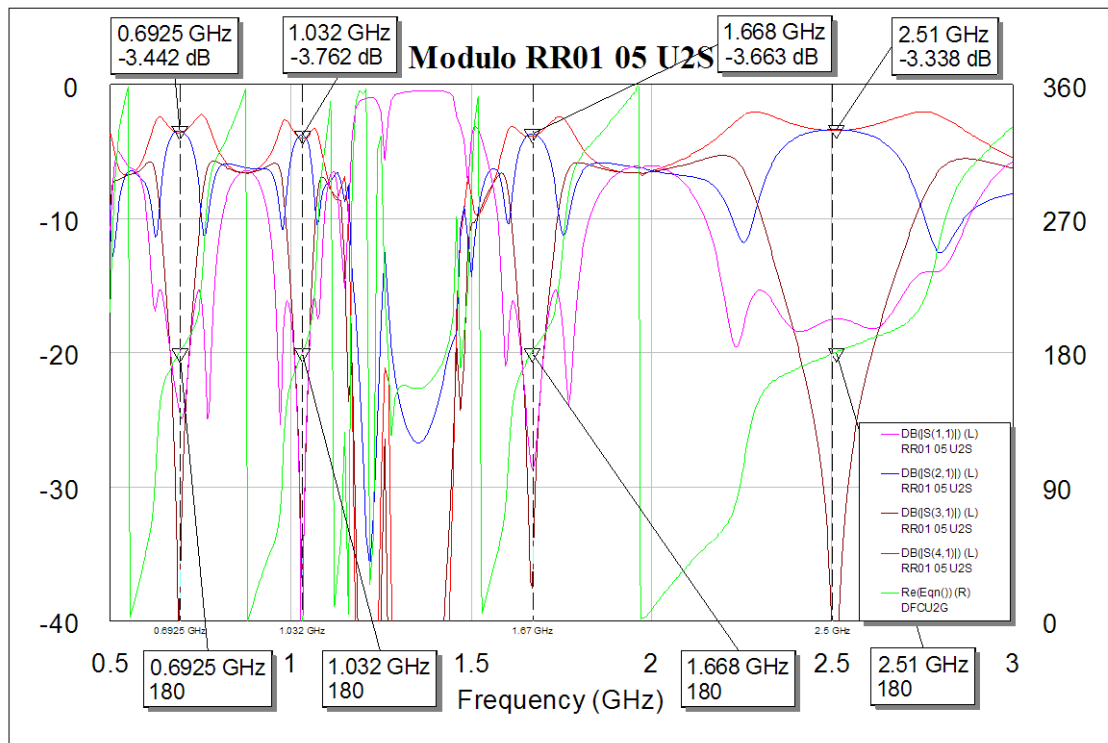


Fig. 4.41. Módulo de los parámetros S y diferencia de fase entre puertas 2 y 4 del *Rat Race* definitivo.

El circuito presenta pérdidas de entre 0.3 y 0.8 dB en el módulo del parámetro S_{21} y algo mayores en el del S_{41} . El aislamiento de la puerta 3 es muy bajo en todas las bandas, sin embargo la adaptación no parece demasiado buena en la cuarta banda, pero aun así es la banda que presenta una menor atenuación. Las pérdidas en su mayor parte se deben a las propias del dieléctrico y de los elementos concentrados.

ESTUDIO DE LA SENSIBILIDAD DEL CIRCUITO A LAS TOLERANCIAS DE LOS PARÁMETROS

Se va a realizar un estudio detallado del efecto de las tolerancias de ciertos parámetros sobre la respuesta del circuito.

Los parámetros que se van a estudiar son los siguientes:

- Condensadores:
 - Capacidad
 - Tamaño
 - Longitud
 - Anchura
 - Posición
 - Longitudinal
 - Transversal
- Sustrato
 - Permitividad
 - Espesor
- Vías a tierra
 - Posición
 - Longitudinal
 - Transversal
 - Diámetro de las vías

La tolerancia en la posición de los condensadores depende del error que cometa la persona que suelde los componentes. En caso de que los taladros para las vías se realicen de forma manual, ese error también dependería de una persona. El resto de tolerancias vienen especificadas por el fabricante de los componentes.

Los condensadores que en un principio iban a ser utilizados eran los *Phycomp* 0603 disponibles en el laboratorio, cuya tolerancia es de ± 0.25 pF. Teniendo en cuenta que el valor más bajo de capacidad que se utiliza es de 1.2 pF, da la sensación *a priori* de que la tolerancia es excesiva y podría acarrear problemas.

Para el estudio del efecto de la tolerancia se utiliza una funcionalidad de *AWR* llamada '*Yield Analysis*'. A cada parámetro se le asigna una distribución probabilística para evaluar el circuito con parámetros aleatorios dentro del margen establecido. Se van a establecer distribuciones uniformes centradas en el valor nominal del parámetro y de anchura igual a su tolerancia.

Una vez establecidos los valores probabilísticos y seleccionadas las variables que se pretende que intervengan, a la hora de realizar el estudio hay que establecer el número de iteraciones que se emplearán. De este modo, *AWR* realizará las iteraciones propuestas asignando en cada una de ellas valores aleatorios de los parámetros seleccionados. Para el estudio se ha determinado utilizar cien iteraciones, ya que parece un compromiso adecuado entre tiempo de computación y representatividad de los resultados.

MODELOS CIRCUITALES PARA EL ESTUDIO DE LA SENSIBILIDAD

El modelo empleado para el estudio de la posición de los condensadores es el que se muestra en la Fig. 4.42, que es el correspondiente al primer condensador de la primera celda. Cada condensador de los que componen el circuito tiene sus parámetros independientes para una correcta simulación.

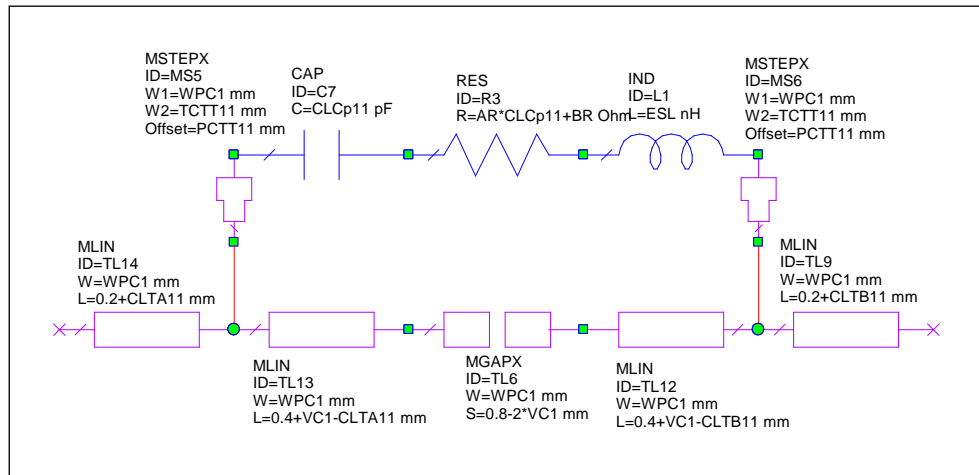


Fig. 4.42. Modelo circuital de simulación del conjunto de un condensador SMD real y la huella necesaria para poder soldarlo al circuito. El Modelo también incluye parámetros libres de la posición del condensador.

Los parámetros empleados son los siguientes:

- CLTAxx y CLTBxx son parámetros conjuntos que engloban a PCLTxx (Posición del Condensador Longitudinal) y TCLTxx (Tamaño del Condensador Longitudinal) de acuerdo a las siguientes fórmulas:

$$CLTA_{xx} = TCLT_{xx} + PCLT_{xx}$$

$$CLTB_{xx} = TCLT_{xx} - PCLT_{xx}$$

De esta forma, dada una variación tanto en tamaño como en posición de cada condensador, la longitud de las líneas del modelo se ajusta para insertar el componente en el lugar adecuado y no variar la longitud total del conjunto.

- TCLTxx se modela como una distribución uniforme de media 0 y anchura de ± 0.1 , que es el error proporcionado por el fabricante.
- PCLTxx se modela como una distribución uniforme de media 0 y anchura de ± 0.2 , que es el error estimado que podría generar la persona que suelda los componentes.
- Las variaciones transversales se modelan con los parámetros TCTTxx (Tamaño del Condensador Transversal) y PCTTxx (Posición del Condensador Transversal) mediante un 'step' *μstrip*, donde las anchuras son las de la línea y el condensador, y el offset es el error de posicionamiento transversal.

- TCTT_{xx} se modela como una distribución uniforme de media 0.81 y anchura de ± 0.1 , que se corresponden con los datos proporcionados por el fabricante.
- PCTT_{xx} se modela como una distribución uniforme de media 0 y anchura de ± 0.2 , que es el error estimado que podría generar la persona que suelda los componentes.

El modelo empleado para el estudio de la posición de las vías a tierra es el que se muestra en la Fig. 4.43, que es el correspondiente a dos vías de la primera celda. Cada vía tiene sus parámetros independientes para una correcta simulación.

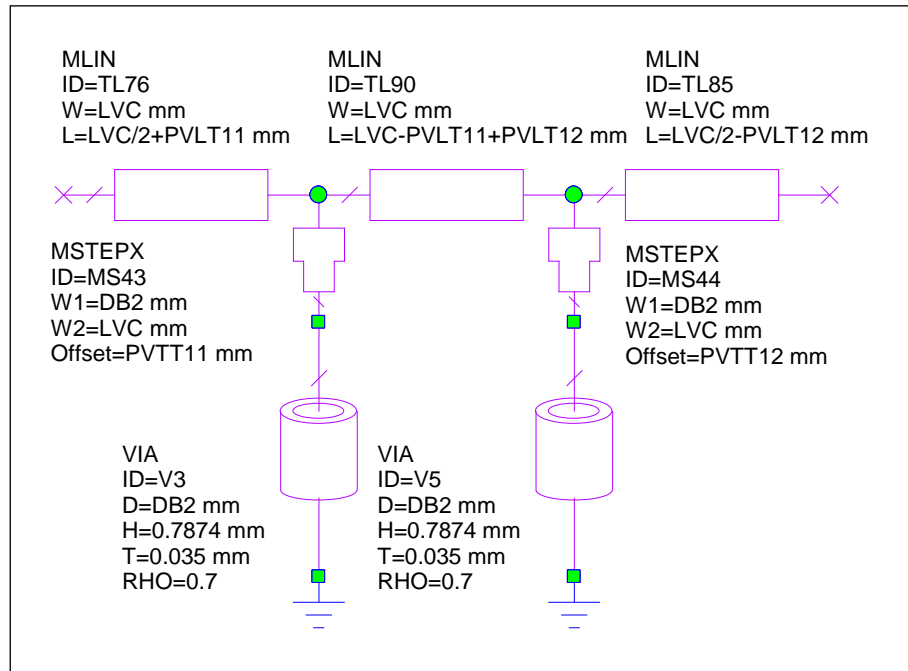


Fig. 4.43. Modelo circuital de simulación de las vías a tierra incluyendo parámetros libres relativos a su posición.

Los parámetros empleados son los siguientes:

- PVL_{Txx} (Posición de la Vía Longitudinal) se modela como una distribución uniforme de media 0 y anchura de ± 0.2 , que es el error estimado que podría generar la persona que realiza el taladro. Dada una variación en la posición de cada vía, la longitud de las líneas del modelo se ajusta para insertar la vía en el lugar adecuado y no variar la longitud total del conjunto.
- Las variaciones transversales se modelan con el parámetro PVT_{Txx} (Posición de la Vía Transversal) mediante un ‘step’ *μstrip*, donde las anchuras son las de la línea y la vía, y el offset es el error de posicionamiento transversal. PVT_{Txx} se modela como una distribución uniforme de media 0 y anchura de ± 0.2 , que es el error estimado que podría generar la persona que realiza el taladro.
- Para estudiar el efecto de variar el diámetro de las vías, se ha considerado un diámetro para todas las vías del circuito, ya que todas se realizarán con el mismo cable. Este diámetro DB2 se modela como una distribución uniforme de media 0.7 y anchura de ± 0.1 .

EFFECTO DE LA CAPACIDAD DE LOS CONDENSADORES

Resulta de interés evaluar el efecto de las variaciones en la capacidad de los condensadores, ya que a priori parece que va a ser un factor determinante en el éxito o fracaso del circuito teniendo en cuenta los valores de capacidad empleados.

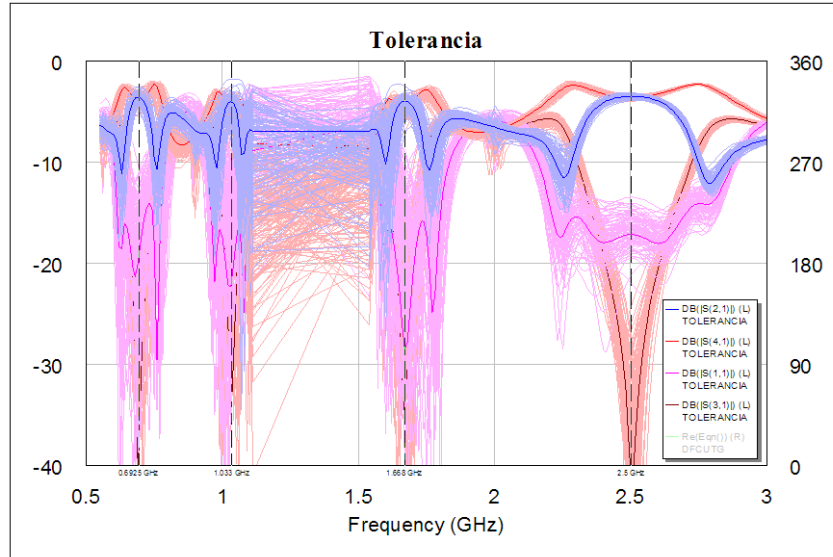


Fig. 4.44. Representación gráfica del efecto de la variación de la capacidad de los condensadores sobre el módulo de los parámetros S.

Los resultados se muestran en la Fig. 4.44, y en ellos se puede apreciar un gran efecto sobre la respuesta del circuito. Se puede comprobar que la segunda banda se ve especialmente afectada, produciendo efectos completamente inesperados y no ofreciendo ninguna garantía de que el circuito vaya a funcionar adecuadamente. Se puede apreciar en detalle en la Fig. 4.45.

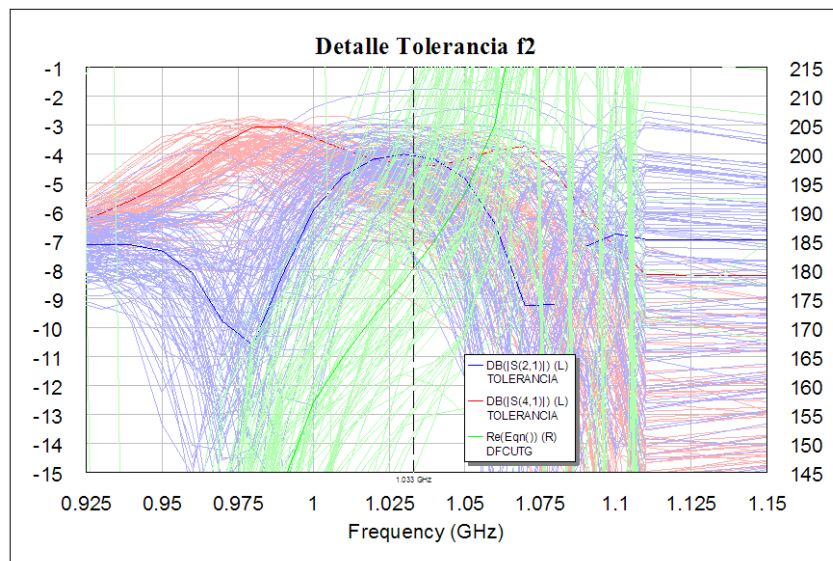


Fig. 4.45. Representación gráfica detallada en la segunda banda del efecto de la variación de la capacidad de los condensadores sobre el módulo de los parámetros S_{21} y S_{41} y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

Capítulo 4: Acoplador *Rat Race* Tetrabanda E-CRLH

En vista de los resultados obtenidos se ha decidido rehacer el circuito con condensadores de menor tolerancia. Los condensadores elegidos (Tabla 4.5) son unos AVX Accu-P 0603 de diferentes tolerancias en función del valor de la capacidad.

CLC	CLC2	CLD	CRD
$3.9 \pm 0.1\text{pF}$	$2 \pm 0.05\text{pF}$	$2.2 \pm 0.05\text{pF}$	$1.2 \pm 0.02\text{pF}$

Tabla 4.5. Detalle de los condensadores elegidos.

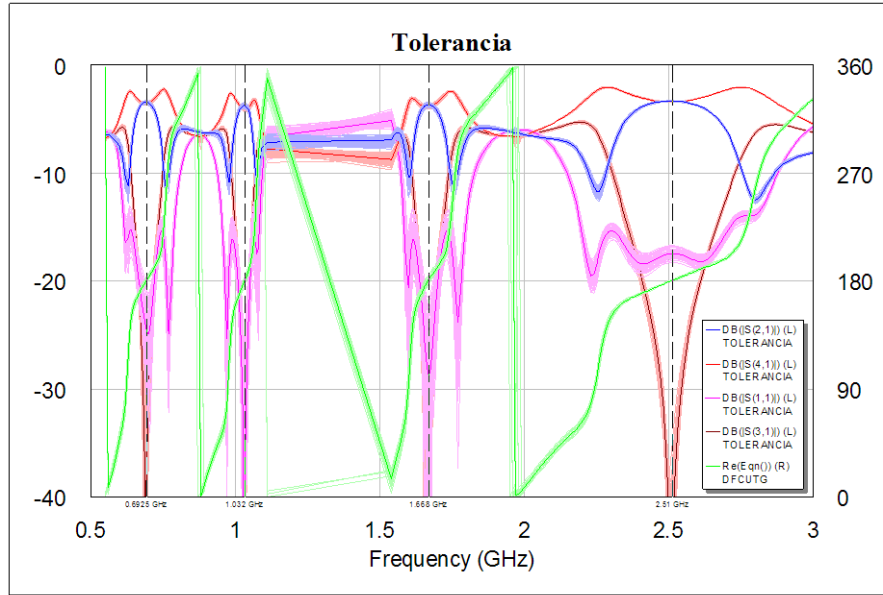


Fig. 4.46. Representación gráfica del efecto de la variación de capacidad de los nuevos condensadores sobre el módulo de los parámetros S y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

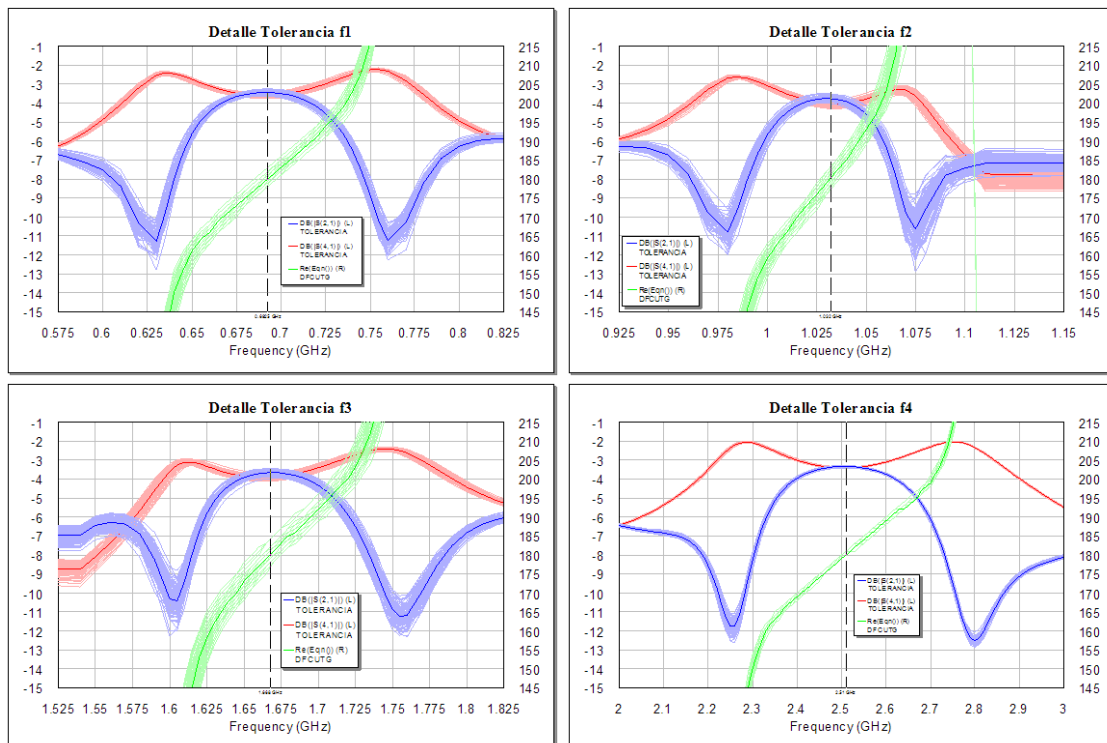


Fig. 4.47. Representación gráfica detallada para cada banda de paso del efecto de la variación de la capacidad de los nuevos condensadores sobre el módulo de los parámetros S_{21} y S_{41} y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

Al replantear el circuito no solo se obtiene el beneficio potencial que ofrecen unas tolerancias más bajas, sino que además la ESR de cada componente es menor y por tanto se obtienen pérdidas menores, algo que se aprecia sobre todo en las dos bandas intermedias, que es donde mayor atenuación se apreciaba. Los resultados se muestran en la Fig. 4.46, y de una forma más detallada en la Fig. 4.47. La fluctuación en torno a la respuesta original ahora está mucho más acotada, ofreciendo garantías de que el circuito va a funcionar como debería, por lo que se sigue adelante con esta configuración.

En la Tabla 4.6 se pueden ver los resultados de estudiar tres aspectos para cada una de las bandas: la variación en dB del módulo de los parámetros de transmisión y acoplo (S_{21} y S_{41}), y la variación de la frecuencia en la que las señales en ambas puertas se encuentran en contrafase (f_{180}). La segunda y tercera banda son las que se ven más afectadas, pero son variaciones leves perfectamente asumibles.

	$\Delta S_{21} $ [dB]	$\Delta S_{41} $ [dB]	$\Delta f_{180} $ [MHz]
1ª Banda	0.373	0.322	12.5
2ª Banda	0.504	0.463	10.1
3ª Banda	0.464	0.431	20
4ª Banda	0.118	0.09	10

Tabla 4.6. Resultados del estudio de la variación de la capacidad de los condensadores.

EFFECTO DEL TAMAÑO DE LOS CONDENSADORES

Los condensadores 0603 (1608 en milímetros) llevan asociado de fábrica un error en su tamaño que es el que se va a tomar en consideración. En este caso, los AVX Accu-P 0603 llevan asociado un error de $\pm 0.1\text{mm}$ tanto en longitud como en anchura. Partiendo de la base de que los planos de referencia de los condensadores están en sus bordes, independientemente de su tamaño, una variación en su longitud modifica los puntos de inserción en el circuito y por tanto su respuesta conjunta. Con la anchura el efecto probablemente es mucho menor, ya que no se modifica el punto de inserción, solo se trata de una variación de la proporción de anchuras entre la línea *μstrip* y el elemento concentrado, que se traducirá previsiblemente en una pequeña atenuación.

Longitud

Las variaciones en la longitud de las líneas generan diferencias de fase. Este efecto será más acusado cuanto mayor sea la frecuencia, por lo que el error en la longitud de los condensadores se manifestará en mayor medida en las ventanas de mayor frecuencia, tal y como se puede apreciar en la Fig. 4.48, y de una forma más detallada en la Fig. 4.49. Los resultados del estudio se muestran en la Tabla 4.7.

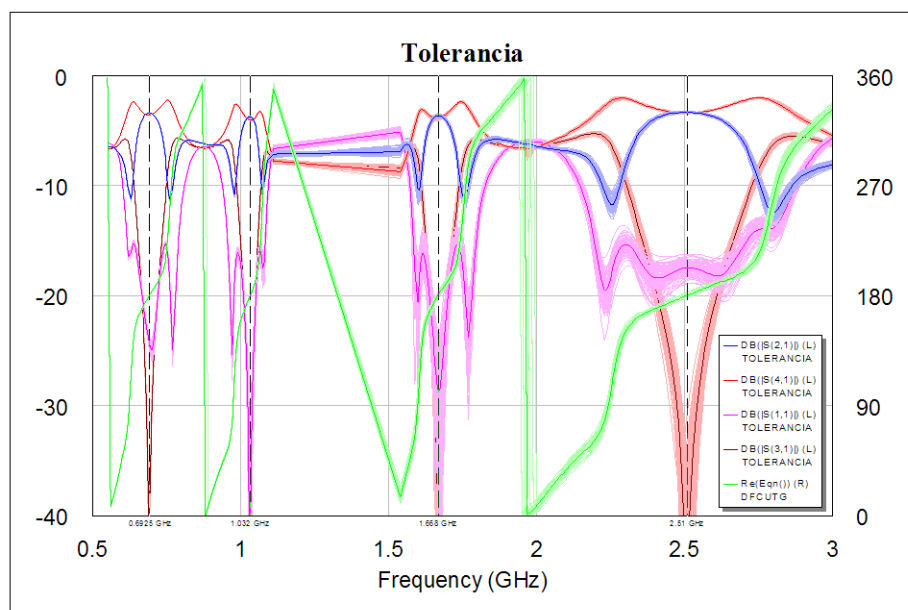


Fig. 4.48. Representación gráfica del efecto de la variación de la longitud de los condensadores sobre el módulo de los parámetros S y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

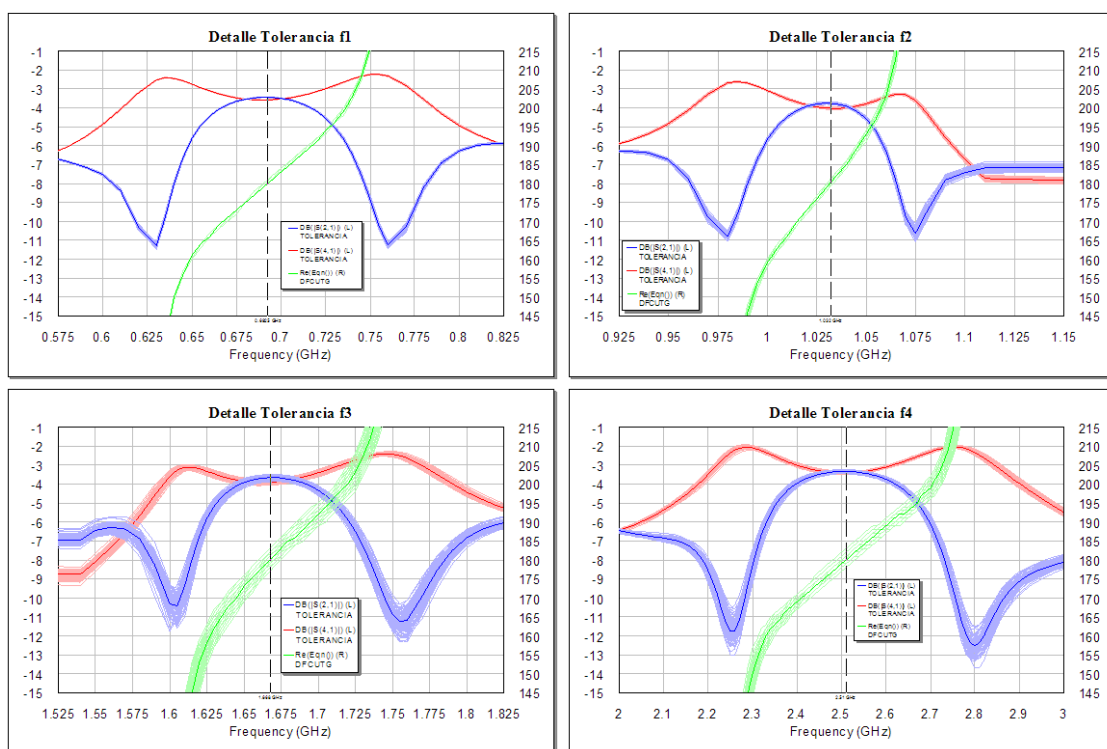


Fig. 4.49. Representación gráfica detallada del efecto de la variación de la longitud de los condensadores sobre el módulo de los parámetros S_{21} y S_{41} y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

	$\Delta S_{2,1} $ [dB]	$\Delta S_{4,1} $ [dB]	$\Delta f_{180} $ [MHz]
1ª Banda	0.042	0.036	2.5
2ª Banda	0.135	0.133	3.3
3ª Banda	0.383	0.336	15
4ª Banda	0.193	0.169	100

Tabla 4.7. Resultados del estudio de la variación de la longitud de los condensadores.

Anchura

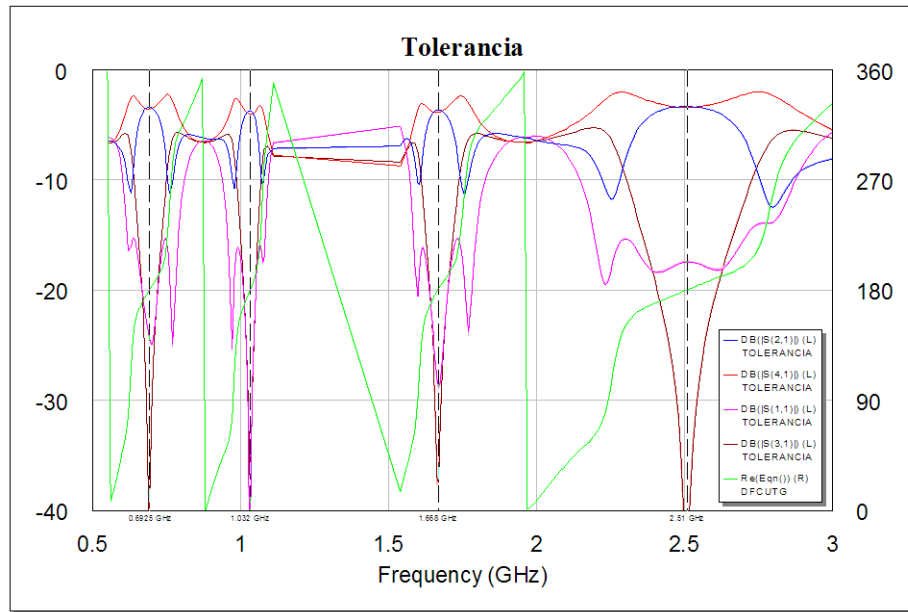


Fig. 4.50. Representación gráfica del efecto de la variación de la anchura de los condensadores sobre el módulo de los parámetros S y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

Tal y como se puede apreciar en la Fig. 4.50, la fluctuación generada por el error en la anchura de los componentes prácticamente no afecta al comportamiento del circuito, por lo que no se van a estudiar de forma detallada sus efectos.

EFFECTO DE LA POSICIÓN DE LOS CONDENSADORES

Soldar componentes 0603 a mano es complejo y no es extraño que su posición definitiva no sea exactamente la planteada, por lo que es imprescindible realizar un estudio del efecto de dicho desplazamiento. Se van a considerar errores en la posición de los componentes de $\pm 0.2\text{mm}$ tanto longitudinal como transversalmente.

Longitudinal

Cuando un componente tiene un error de posición longitudinal, hace que las líneas que lo alimentan varíen su longitud. La cuestión es que en este caso, lo que se acorte la línea por un lado, se alarga por el otro, y previsiblemente su efecto será mínimo en la respuesta del circuito. Los resultados se pueden apreciar en la Fig. 4.51, y de una forma más detallada en la Fig. 4.52. Los efectos se notan algo más en la tercera y cuarta banda, pero no dejan de ser despreciables en comparación con los efectos de otros parámetros, por lo que no van a ser analizados en detalle.

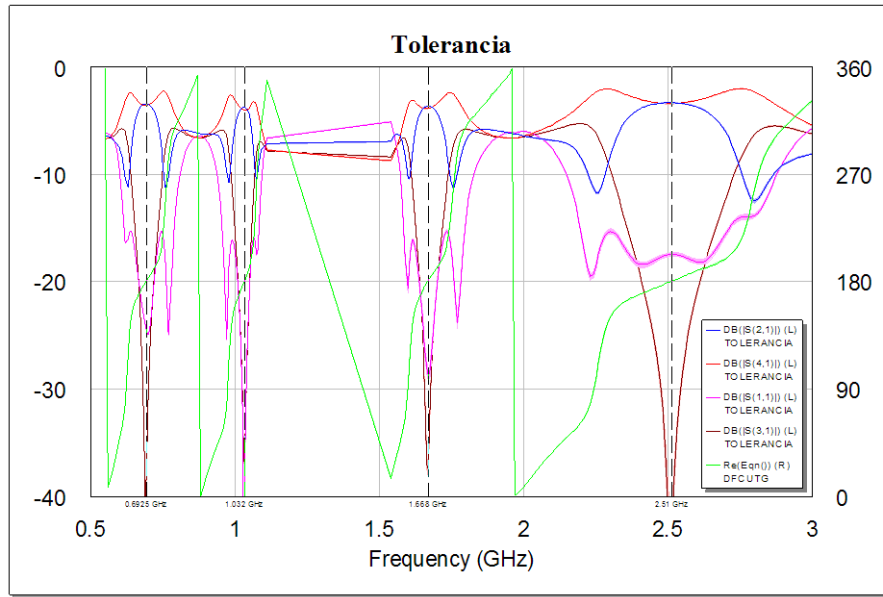


Fig. 4.51. Representación gráfica del efecto de la variación de la posición longitudinal de los condensadores sobre el módulo de los parámetros S y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

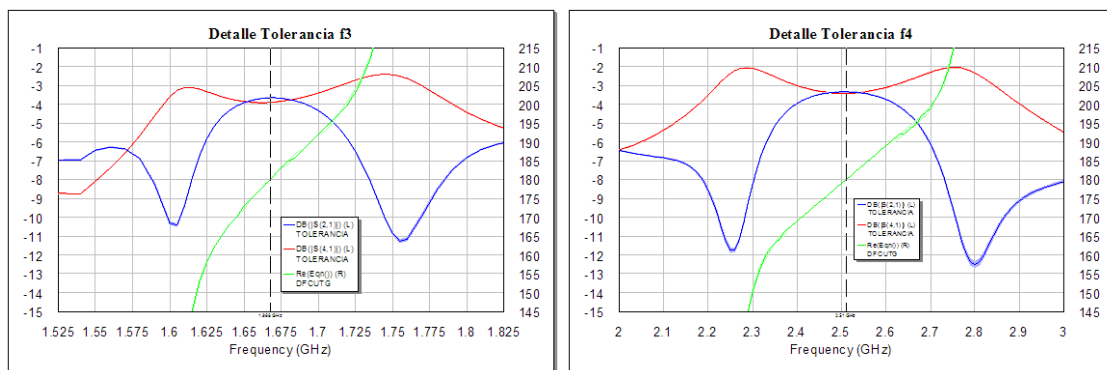


Fig. 4.52. Representación gráfica detallada del efecto de la variación de la posición longitudinal de los condensadores sobre el módulo de los parámetros S_{21} y S_{41} y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

Transversal

El efecto del error en la posición transversal de los condensadores provoca una disminución de la frecuencia de trabajo en las cuatro bandas, hecho que se observa en la Fig. 4.53, y de forma detallada en la Fig. 4.54. Dicha disminución es directamente proporcional a la frecuencia de trabajo correspondiente; a mayor frecuencia, mayor disminución. También se perciben variaciones en el módulo de la función de transferencia, pero son muy leves. Los resultados se muestran en la Tabla 4.8.

	$\Delta S_{2,1} $ [dB]	$\Delta S_{4,1} $ [dB]	$\Delta f_{180} $ [MHz]
1ª Banda	0.015	0.013	2.5
2ª Banda	0.029	0.026	2
3ª Banda	0.098	0.084	5.5
4ª Banda	0.028	0.023	10

Tabla 4.8. Resultados del estudio de la variación de la posición transversal de los condensadores.

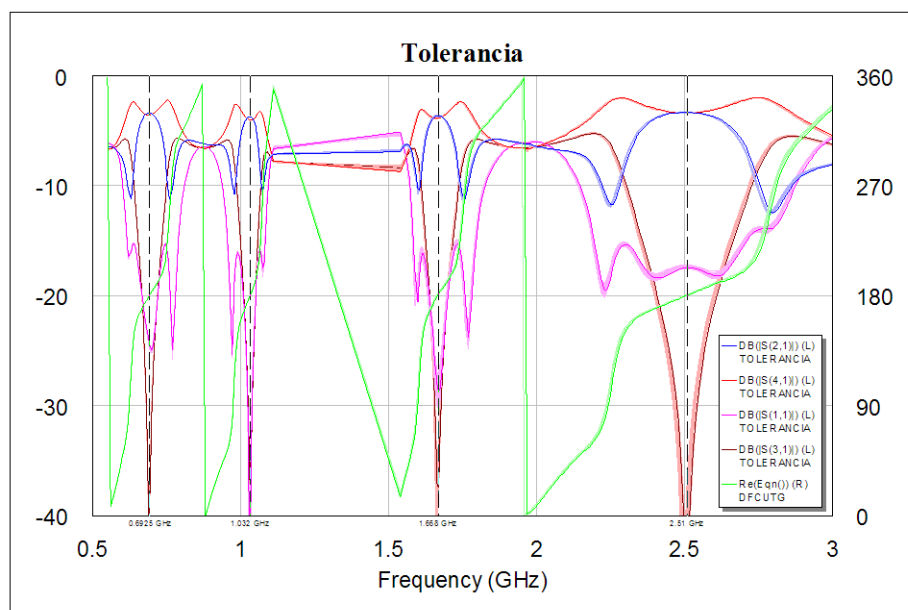


Fig. 4.53. Representación gráfica del efecto de la variación de la posición transversal de los condensadores sobre el módulo de los parámetros S y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

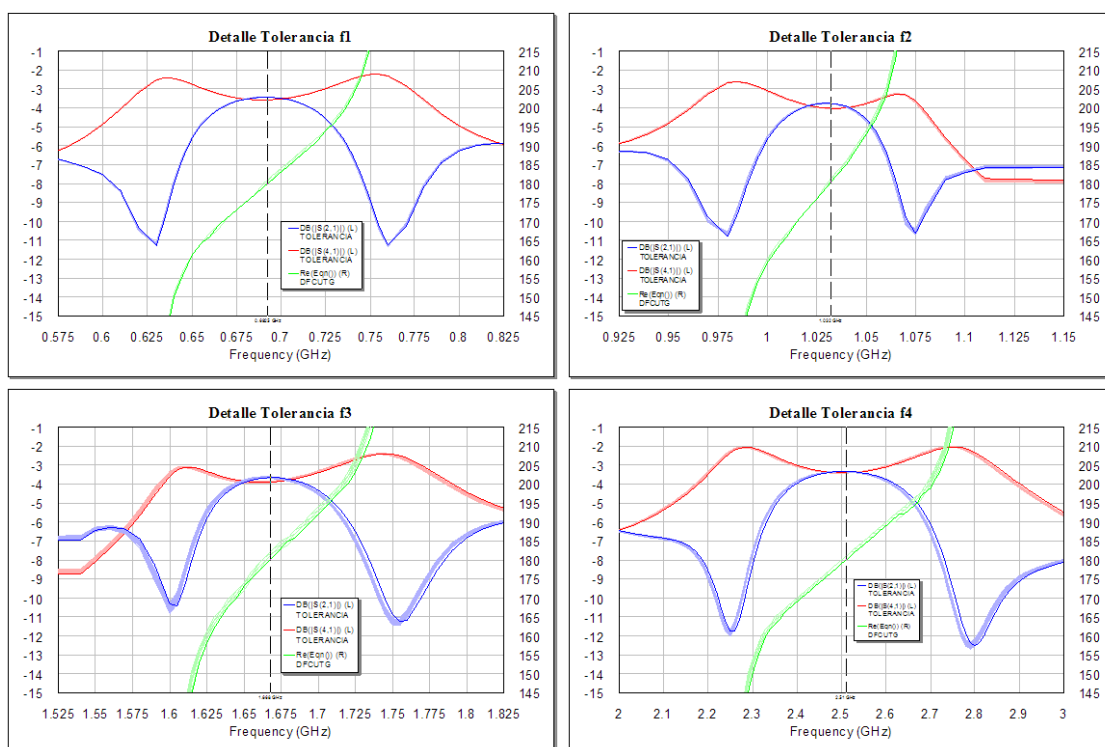


Fig. 4.54. Representación gráfica detallada del efecto de la variación de la posición transversal de los condensadores sobre el módulo de los parámetros S_{21} y S_{41} y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

EFECTO DE LOS PARÁMETROS DEL SUSTRATO

Para fabricar el circuito se ha utilizado el sustrato *Duroid 5880* de *Rogers*. En el propio *AWR* vienen especificadas las tolerancias para sus parámetros fundamentales, la permitividad dieléctrica relativa y el espesor del sustrato. Se va a estudiar la sensibilidad del circuito a la variación de cada uno de estos parámetros.

Permitividad

La variación de la permitividad modifica la longitud de onda guiada, por lo que si el tamaño del circuito permanece invariable, el efecto es similar a, con una longitud de onda guiada fija, aumentar o reducir las dimensiones del circuito. Esto se traducirá en pérdidas por reflexión (desadaptación) pero sobre todo en desplazamientos en frecuencia (variaciones en el desfase introducido por las líneas).

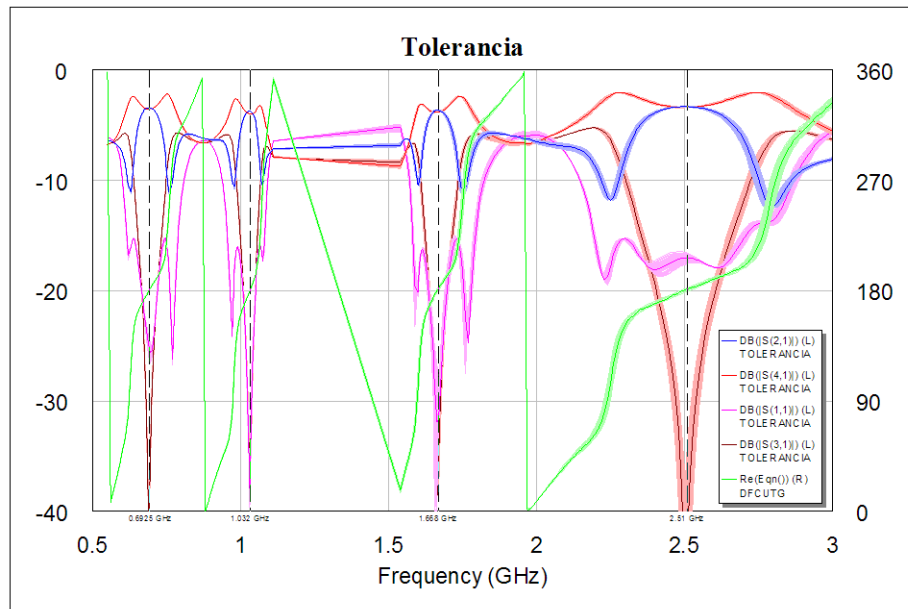


Fig. 4.55. Representación gráfica del efecto de la variación de la permitividad del sustrato sobre el módulo de los parámetros S y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

Los efectos sobre el módulo son mínimos, mientras que lo más acusado es un desplazamiento en frecuencia directamente proporcional a la frecuencia de trabajo. Los resultados de la simulación se pueden observar en la Fig. 4.55, y de forma más detallada en la Fig. 4.56. Los resultados del estudio se muestran en la Tabla 4.9.

	$\Delta S_{2,1} $ [dB]	$\Delta S_{4,1} $ [dB]	$\Delta f_{180} $ [MHz]
1ª Banda	0.001	0.006	2.5
2ª Banda	0.013	0.006	1.7
3ª Banda	0.018	0.016	7.5
4ª Banda	0.026	0.029	30

Tabla 4.9. Resultados del estudio de la variación de la permitividad del sustrato.

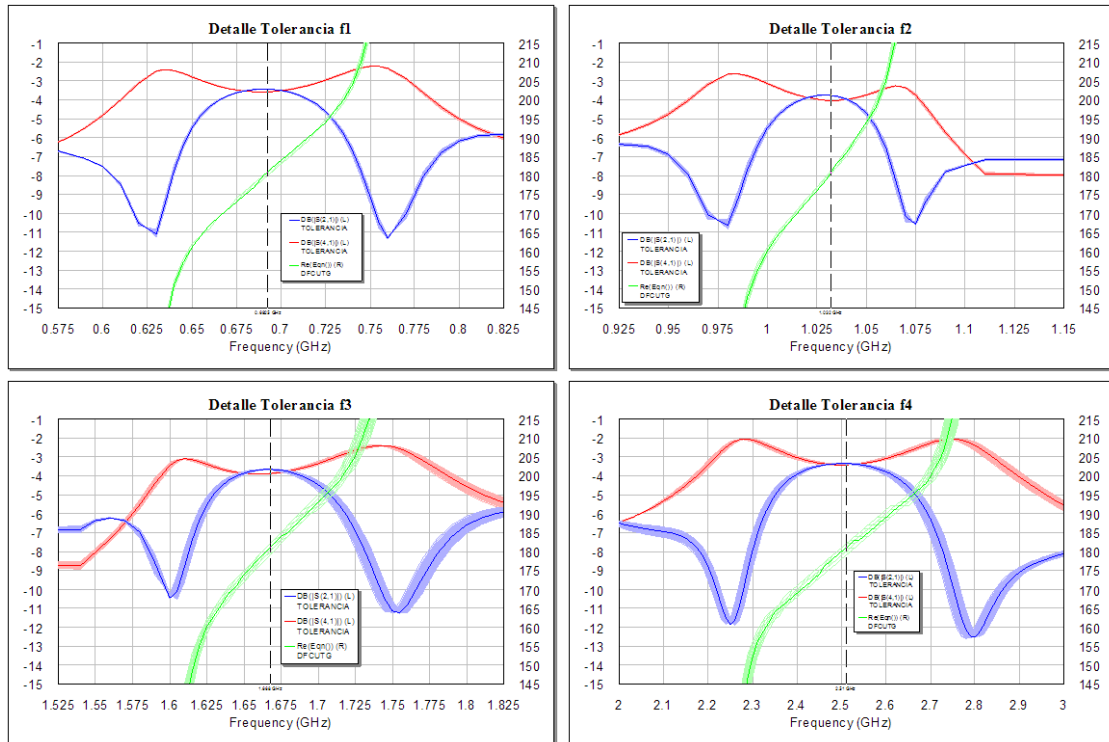


Fig. 4.56. Representación gráfica detallada del efecto de la variación de la permitividad del sustrato sobre el módulo de los parámetros S_{21} y S_{41} y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

Espesor

La variación del espesor modifica la anchura relativa de las pistas, por lo que debería provocar variaciones en la impedancia de las mismas.

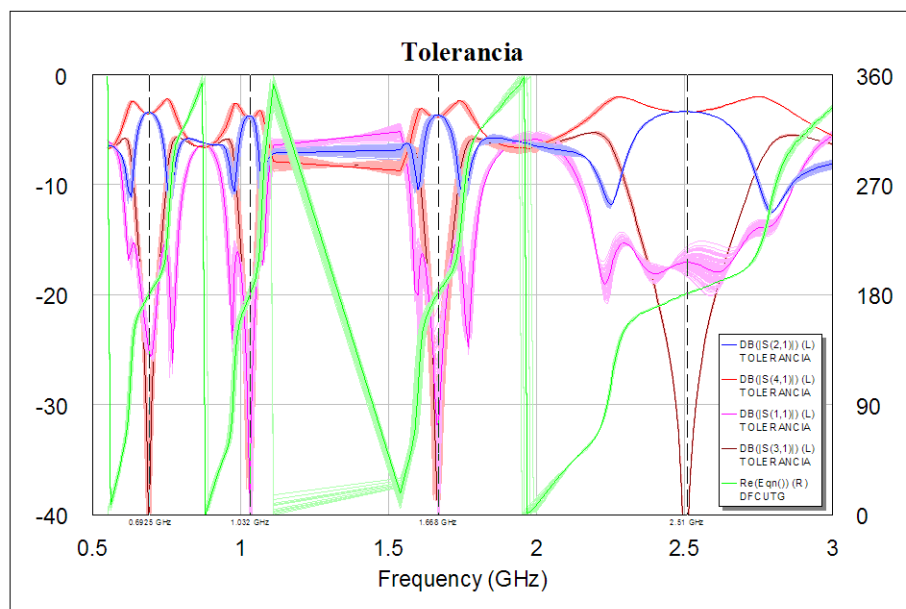


Fig. 4.57. Representación gráfica del efecto de la variación del espesor del sustrato sobre el módulo de los parámetros S y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

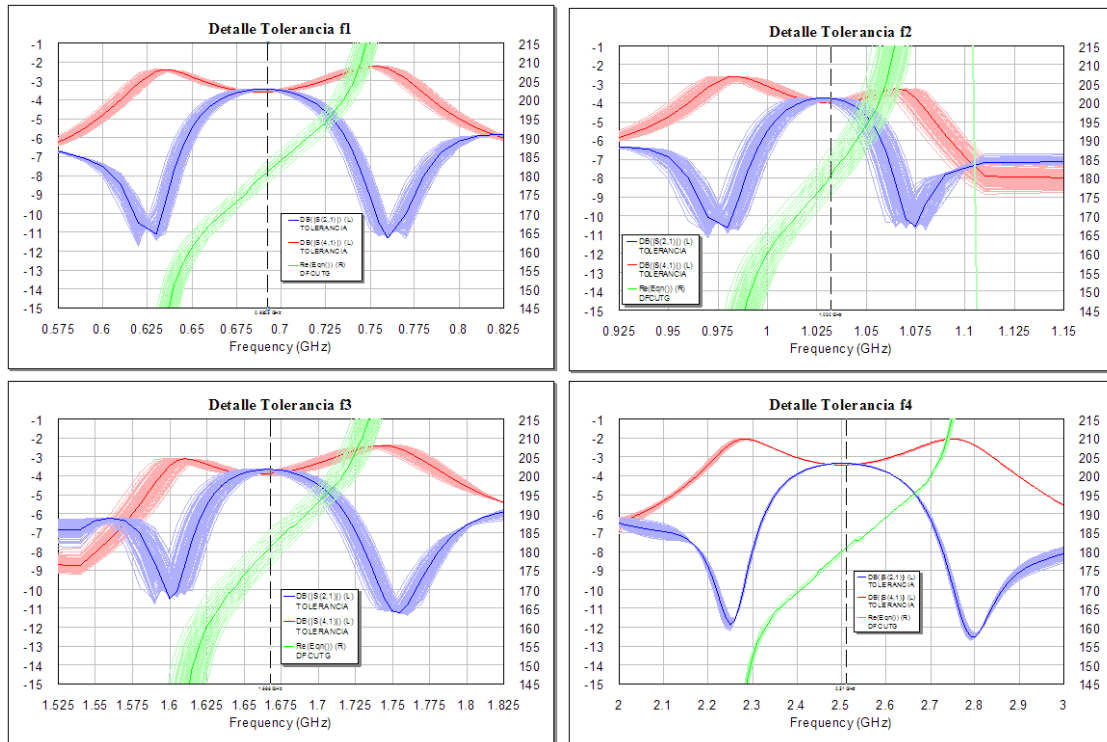


Fig. 4.58. Representación gráfica detallada del efecto de la variación de la permitividad del sustrato sobre el módulo de los parámetros S_{21} y S_{41} y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

Los mayores efectos se aprecian en las tres primeras bandas, sobre todo en la segunda y en la tercera. El efecto es simplemente cierto desplazamiento en frecuencia. Los resultados de la simulación se pueden observar en la Fig. 4.57, y de forma más detallada en la Fig. 4.58. Los resultados del estudio se muestran en la Tabla 4.10.

	$\Delta S_{2,1} $ [dB]	$\Delta S_{4,1} $ [dB]	$\Delta f_{180} $ [MHz]
1ª Banda	0.038	0.062	12.5
2ª Banda	0.149	0.103	20
3ª Banda	0.105	0.119	25
4ª Banda	0.025	0.021	10

Tabla 4.10. Resultados del estudio de la variación del espesor del sustrato.

EFFECTO DE LA VARIACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LAS VÍAS A TIERRA

En el caso de que los orificios para las vías a tierra se hiciesen de forma manual, con toda probabilidad se cometerá un error en la posición de los mismos. Se va a considerar en el estudio un error de posicionamiento de $\pm 0.2\text{mm}$ tanto longitudinal como transversalmente. Por otra parte, para la elaboración del circuito se ha considerado un diámetro de las vías de 0.7mm , y también se considerará que pueda existir un error en la medida del diámetro. Se estudiará el comportamiento del circuito ante la variación de dicho diámetro estableciendo un error de $\pm 0.1\text{mm}$.

Longitudinal

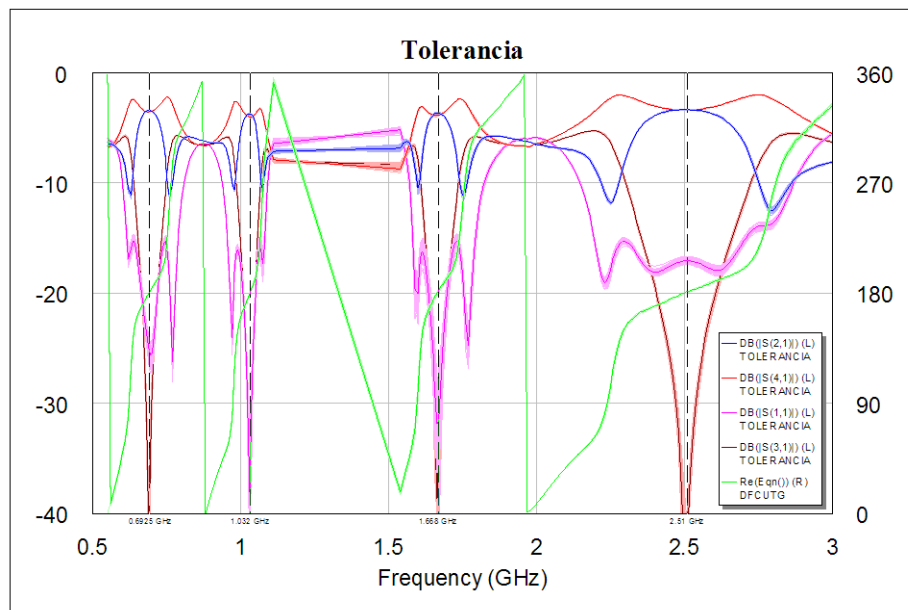


Fig. 4.59. Representación gráfica del efecto de la variación de la posición longitudinal de las vías sobre el módulo de los parámetros S y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

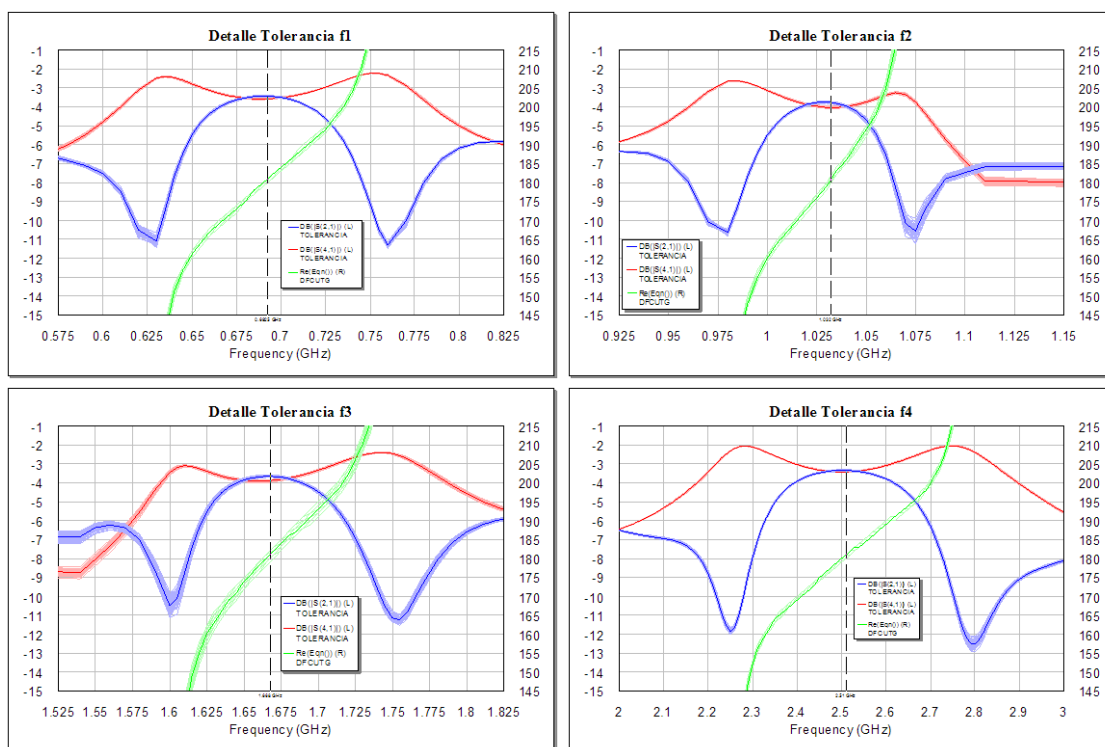


Fig. 4.60. Representación gráfica detallada del efecto de la variación de la posición longitudinal de las vías sobre el módulo de los parámetros S_{21} y S_{41} y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

Los efectos de esta variación no son demasiado importantes, tal y como se observa en la Fig. 4.59, y de forma más detallada en la Fig. 4.60. Su efecto se aprecia fundamentalmente en la segunda y tercera banda. Los resultados del estudio se muestran en la Tabla 4.11.

	$\Delta S_{2,1} $ [dB]	$\Delta S_{4,1} $ [dB]	$\Delta f_{180} $ [MHz]
1ª Banda	0.083	0.077	2.5
2ª Banda	0.129	0.109	2.5
3ª Banda	0.155	0.139	7.5
4ª Banda	0.07	0.066	10

Tabla 4.11. Resultados del estudio de la variación de la posición longitudinal de las vías.

Transversal

Observando la Fig. 4.61, los efectos de la variación transversal de la posición de las vías se podrían considerar despreciables en la respuesta del circuito, por lo que esta circunstancia no va a ser analizada de forma detallada.

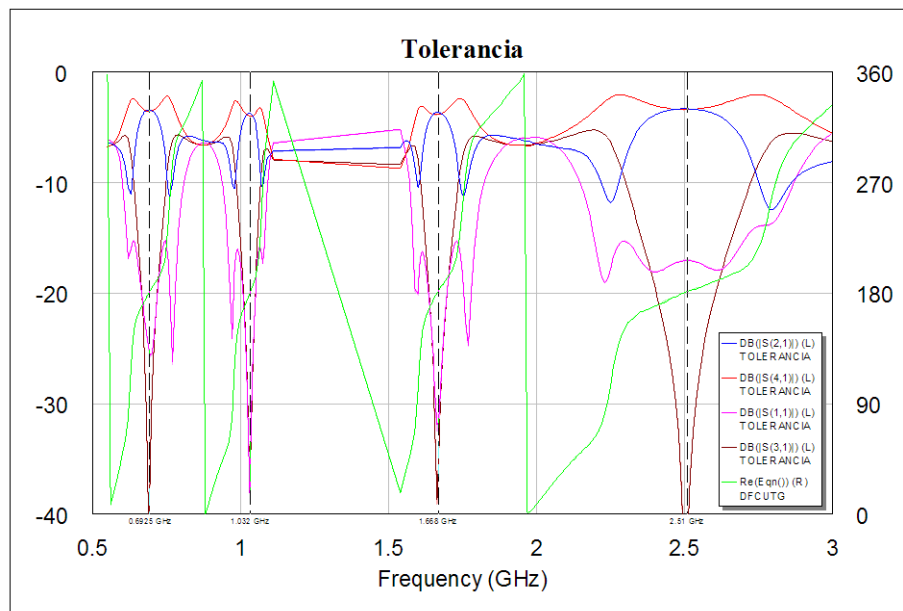


Fig. 4.61. Representación gráfica del efecto de la variación de la posición transversal de las vías sobre el módulo de los parámetros S y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

Diámetro

De la misma forma que ocurre con la variación transversal, los efectos de la variación del diámetro de las vías no son de relevancia tal y como se puede apreciar en la Fig. 4.62, por lo que esta circunstancia tampoco va a ser examinada con detenimiento.

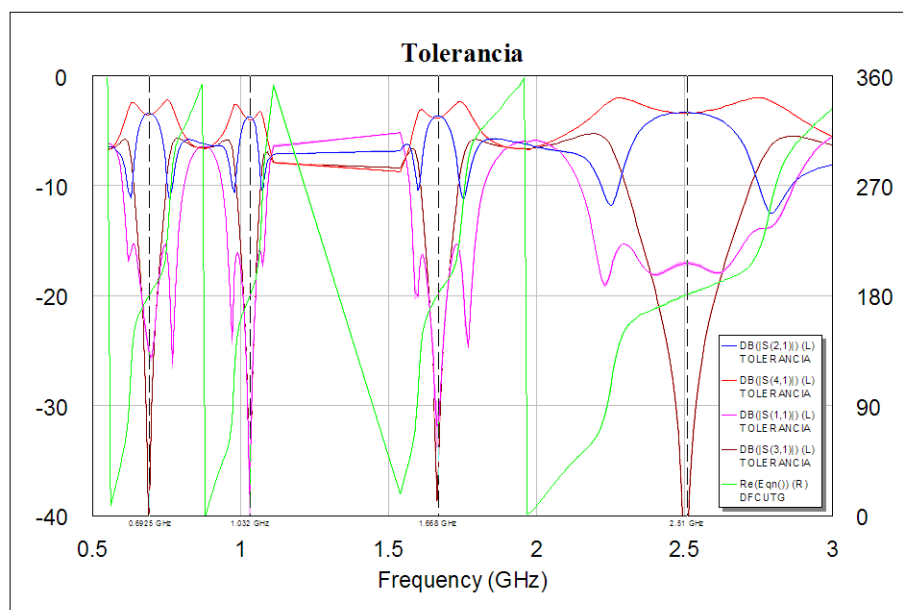


Fig. 4.62. Representación gráfica del efecto de la variación del diámetro de las vías sobre el módulo de los parámetros S y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

EFFECTO CONJUNTO DE LA VARIACIÓN DE TODOS LOS PARÁMETROS

Una vez analizado el efecto individual de cada uno de los parámetros, se va a estudiar el comportamiento conjunto. En un primer estudio se supondrá que los orificios de las vías tendrán un diámetro fijo de 0.7mm, y serán realizados directamente con la microfresadora. De esta forma se eliminan del análisis todos los parámetros relativos a las vías. El estudio se realizará con cien iteraciones igual que en casos anteriores.

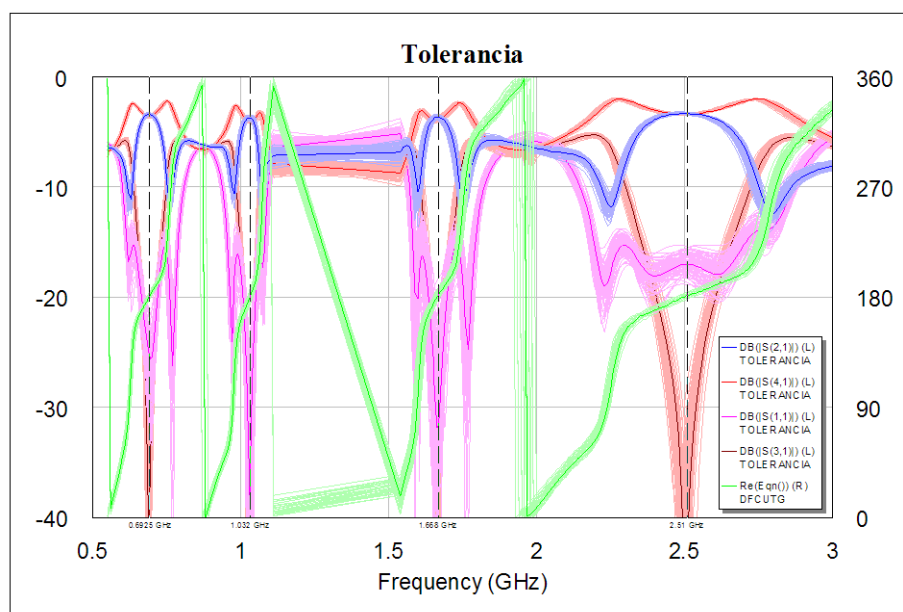


Fig. 4.63. Representación gráfica del efecto conjunto de la variación de los parámetros libres (exceptuando los relativos a las vías) sobre el módulo de los parámetros S y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

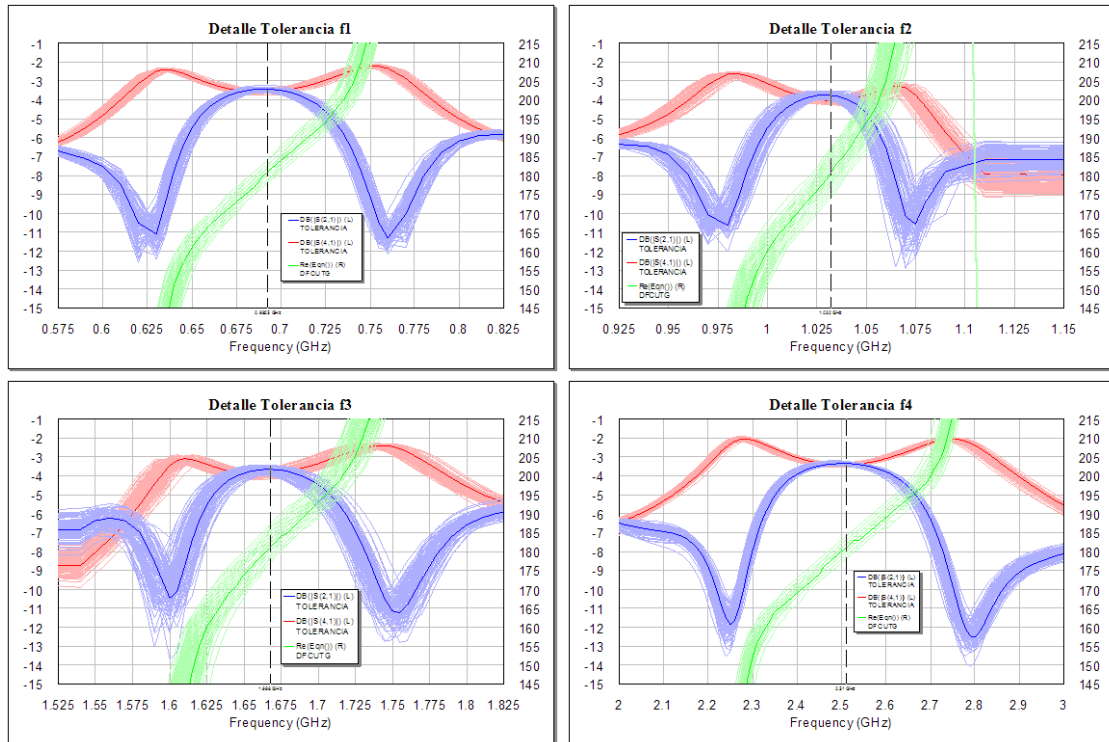


Fig. 4.64. Representación gráfica detallada del efecto conjunto de la variación de los parámetros libres (exceptuando los relativos a las vías) sobre el módulo de los parámetros S_{21} y S_{41} y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

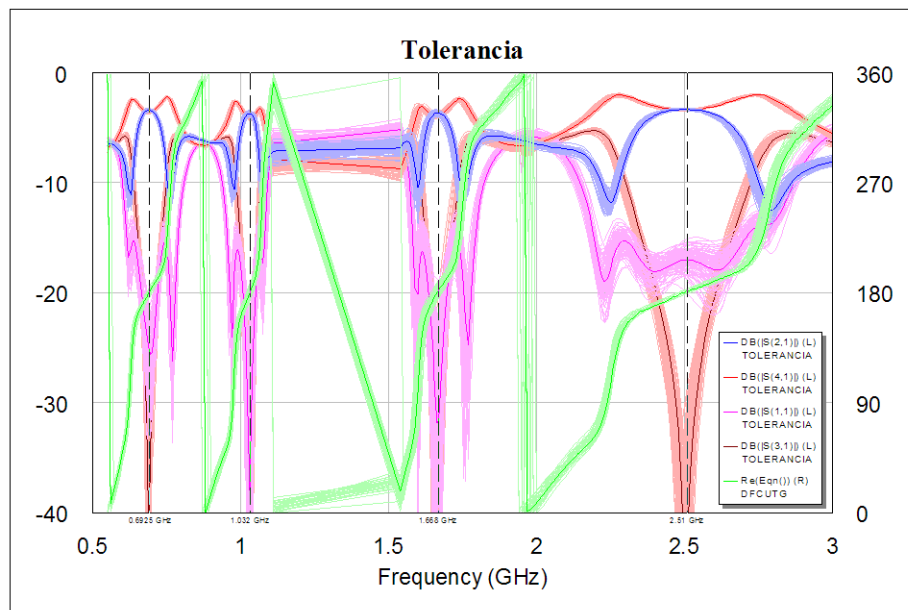


Fig. 4.65. Representación gráfica del efecto conjunto de la variación de los parámetros libres sobre el módulo de los parámetros S y sobre la diferencia de fase entre las puertas 2 y 4.

Los resultados, que se pueden observar en la Fig. 4.63, y de forma más detallada en la Fig. 4.64, demuestran que el circuito ofrece un comportamiento robusto ante la variación de sus parámetros, ya que cualquier respuesta del circuito dentro de los intervalos observados sería aceptable como *Rat Race* de cuádruple frecuencia.

La variación de la frecuencia de oposición de fase aumenta de forma proporcional al aumento de la frecuencia, mientras que el mayor error en el módulo de los parámetros S_{21} y S_{41} se manifiesta en las dos bandas centrales, las de menor anchura. Los resultados del estudio se muestran a continuación en la Tabla 4.12.

	$\Delta S_{2,1} $ [dB]	$\Delta S_{4,1} $ [dB]	$\Delta f_{180} $ [MHz]
1ª Banda	0.307	0.275	15
2ª Banda	0.422	0.435	18.3
3ª Banda	0.5	0.512	25
4ª Banda	0.249	0.224	60

Tabla 4.12. Resultados del estudio de la variación de todos los parámetros a excepción de los relativos a las vías.

En caso de incluir el error de posición de las vías, los resultados son muy similares, algo que se puede apreciar visualmente comparando la Fig. 4.63 y la Fig. 4.65. Este resultado respalda la tesis de que la influencia de la variación de los parámetros de las vías en la respuesta del circuito es despreciable. De todas formas, finalmente los orificios para las vías se realizarán directamente con la microfresadora, por lo que no es necesario tener en consideración el efecto de sus tolerancias.

PROCESO DE FABRICACIÓN DEL CIRCUITO

Una vez diseñado el circuito definitivo, hay que generar el *layout* en *AWR* para posteriormente exportarlo al formato que sea necesario para la construcción del circuito con la microfresadora. El *layout* de una pareja de celdas se muestra en la Fig. 4.66, y el del circuito completo en la Fig. 4.67.

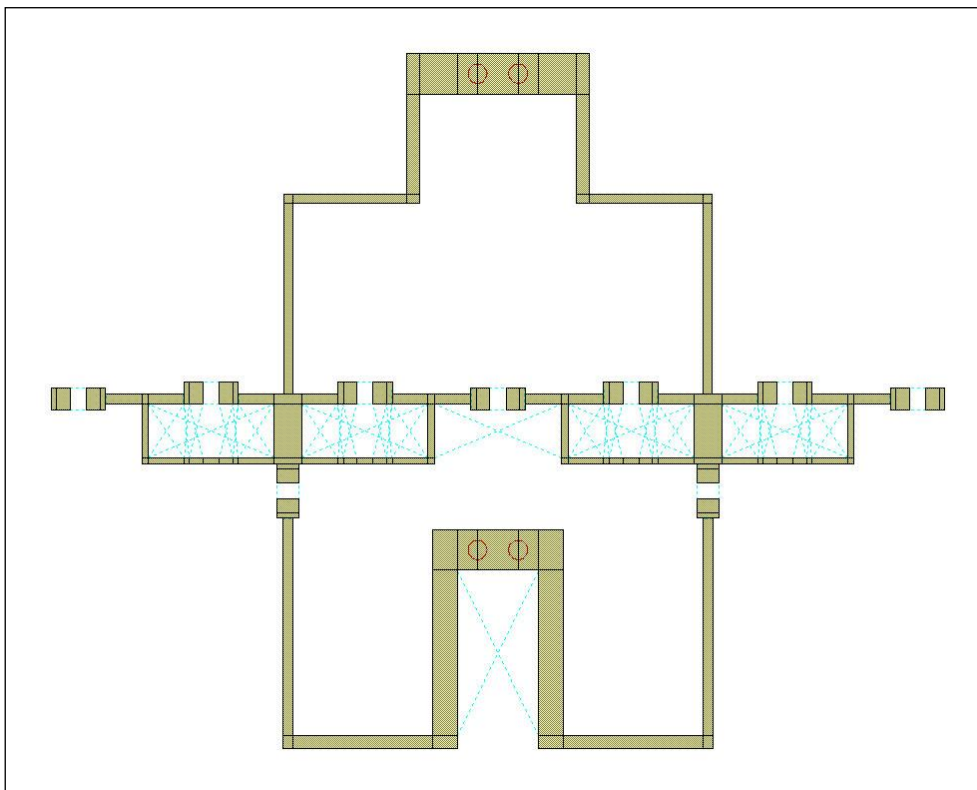


Fig. 4.66. *Layout* de la doble celda E-CRLH con tierras en común.

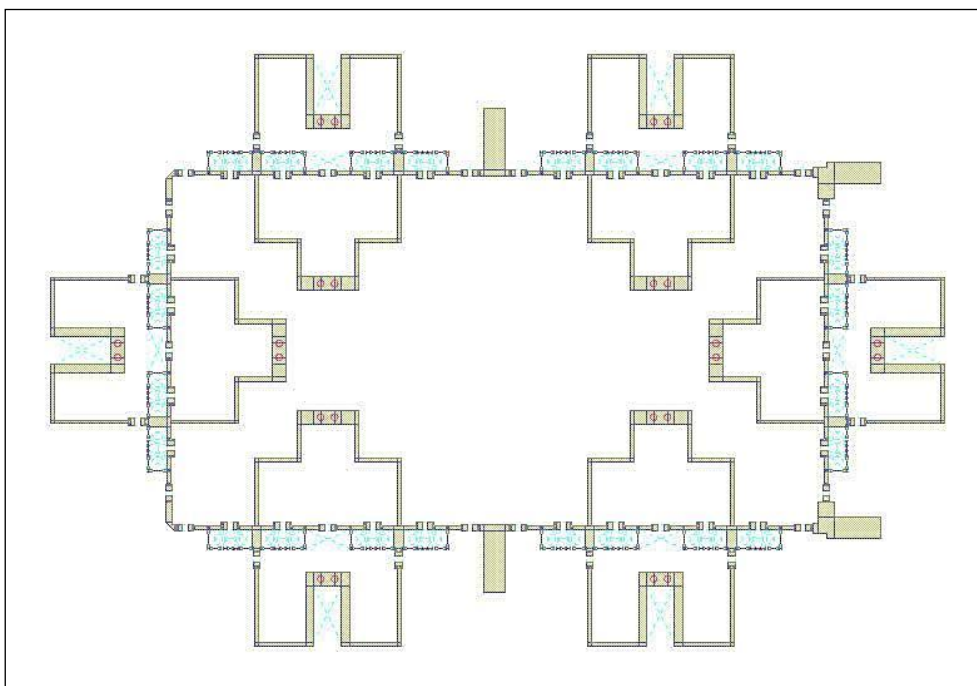


Fig. 4.67. *Layout* del Rat Race E-CRLH al completo.

La microfresadora que se va a emplear para la fabricación del circuito es la LPKF Protomat S100 que se muestra en la Fig. 4.68. En el proceso de fabricación, hay que utilizar dos programas suministrados por el fabricante: el *CircuitCAM*, un programa de fabricación asistida por ordenador, y el *BoardMaster*, un programa de control de la microfresadora y de interface entre ésta y un PC.



Fig. 4.68. Microfresadora LPKF Protomat S100 disponible en el laboratorio.

Para poder definir el circuito en el *CircuitCAM*, es preciso importar los *layout* de las pistas de cobre del circuito y de la disposición de los taladros, y para ello se deben utilizar formatos admitidos por el programa, como por ejemplo el *Gerber* y el *Excellon* respectivamente.

Para generar por un lado el *layout* de las pistas cobre del circuito en formato *Gerber* (.ger), y por otro la disposición de los taladros necesarios en formato *Excellon* (.drl) se ha utilizado un script llamado *Export_PCB_Drill_Gerber* que se puede descargar de la web del AWR 2009, www.awrcorp.com.

Una vez generados ambos ficheros, se importan en el *CircuitCAM* para definir el circuito físico que se va a fabricar con la *LPKF Protomat S100*. El proyecto finalmente se puede guardar en formato de datos CAM (.cam) que es el empleado por *CircuitCAM*.

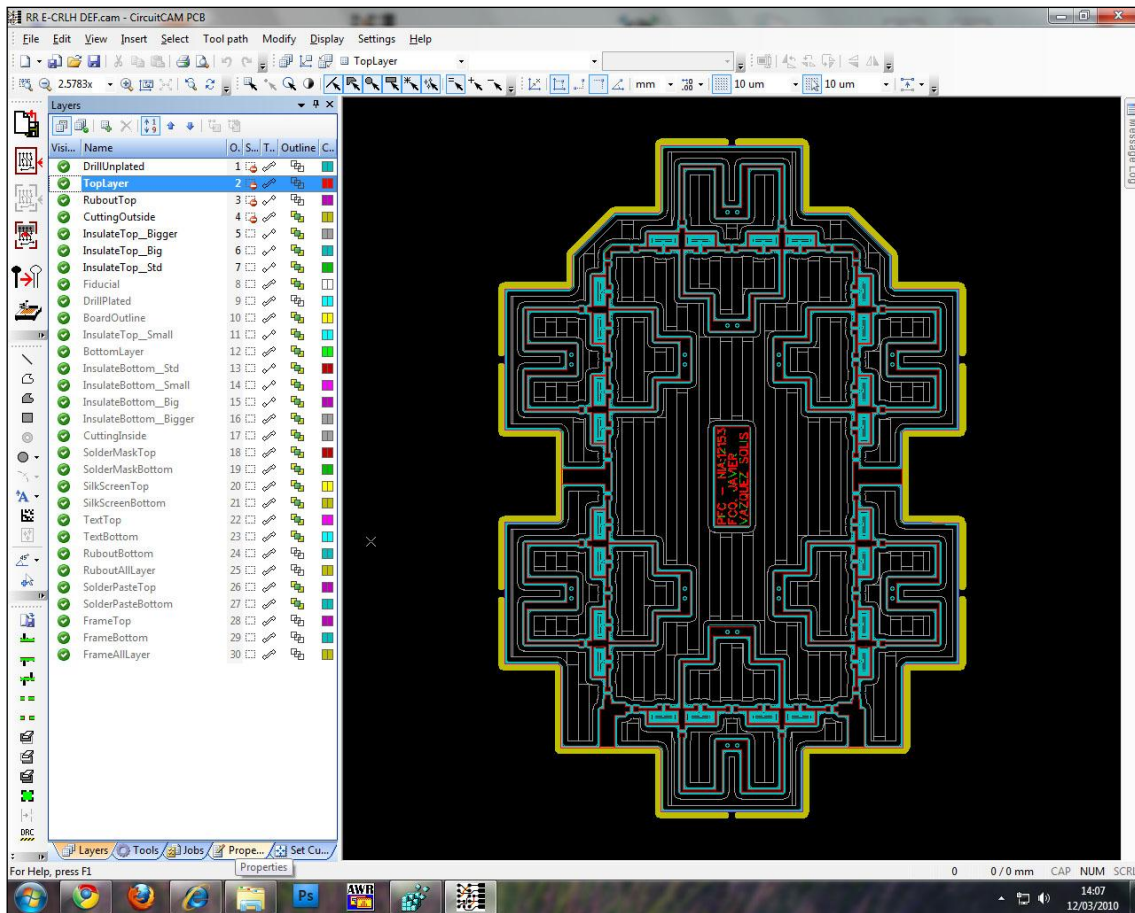


Fig. 4.69. Proyecto del circuito en *CircuitCAM*.

Además del *layout* y del patrón de taladros, es preciso realizar una serie de tareas en *CircuitCAM* para definir cómo se va a fabricar el circuito. Hay que dibujar el borde físico exterior del circuito, hay que definir la zona de *Rubout* (borrado) que es la zona en la que se va a eliminar el cobre, y sobre todo hay que definir qué herramientas se van a utilizar en cada parte del proceso; para eliminar el cobre mediante fresado, para realizar los taladros y para cortar el borde del circuito. En el proceso de *Rubout*, una vez se han establecido las herramientas a utilizar, se deben calcular las rutas que seguirán para eliminar todo el sobrante de cobre; dichas rutas se conocen como canales de aislamiento (*isolation channels*), y se pueden apreciar en la Fig. 4.69.

Una vez generado el fichero (.cam) con toda la información del proceso de fabricación, se puede exportar a formato *LpkfMillDrill* (.lmd) que es el formato empleado por el *BoardMaster*, el software de control de la microfresadora.

RESULTADO FINAL

Utilizando el *BoardMaster* y la Protomat se fabrica el circuito sobre un sustrato *Duroid 5880* de *Rogers*, que es el sustrato empleado durante todo el proceso de simulación.

Llegados a este punto, para concluir el proceso de fabricación hay que soldar los cincuenta y cuatro condensadores 0603 y los cuatro conectores. El aspecto final que presenta el circuito una vez acabado es el que se muestra en la Fig. 4.70.

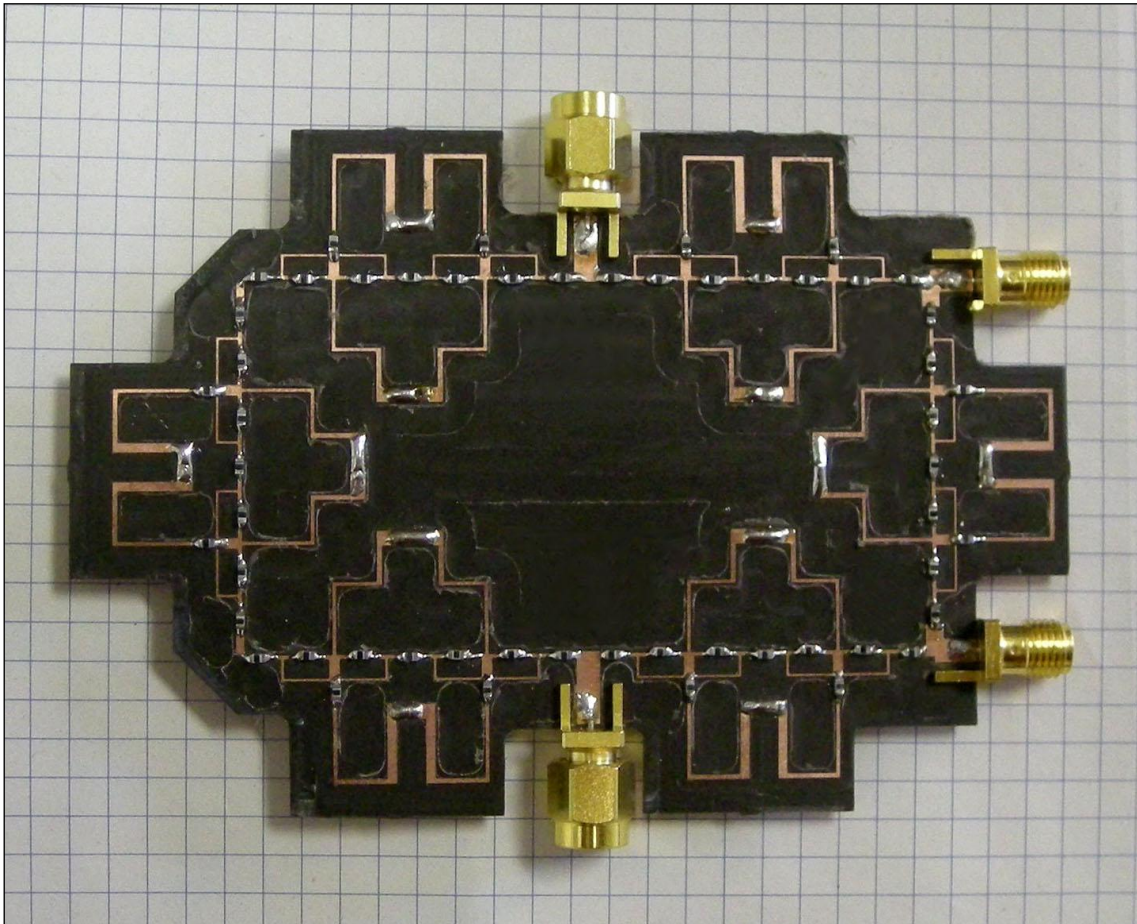


Fig. 4.70. *Rat Race* E-CRLH terminado con los condensadores y los conectores soldados.

En el circuito se pueden distinguir los canales de aislamiento (*isolation channels*) que han seguido las diferentes herramientas durante el proceso de *Rubout*. En general el acabado del circuito es bueno, exceptuando quizá un leve desplazamiento del trazado de cobre con respecto al recorte exterior del circuito hacia la derecha, hecho que se puede apreciar en la Fig. 4.70, pero que previsiblemente no va a afectar en absoluto al funcionamiento del circuito.

MEDIDA DEL CIRCUITO Y ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS

Una vez fabricado el circuito, solo falta medir sus parámetros electromagnéticos con un analizador de redes. En este caso, se ha empleado el *Agilent E8364B* disponible en el laboratorio que se muestra en la Fig. 4.71.



Fig. 4.71. Analizador de redes Agilent E8364B disponible en el laboratorio en pleno proceso de calibración electrónica.

Cada medida se realiza empleando dos puertos del circuito, y los parámetros *S* generados se guardan en formato *touchstone* (.s2p). Un ejemplo de una de las medidas se puede observar en la Fig. 4.72. Una vez se han obtenido todas las medidas posibles, empleando todas las parejas posibles de puertos, se puede caracterizar completamente el comportamiento del circuito.

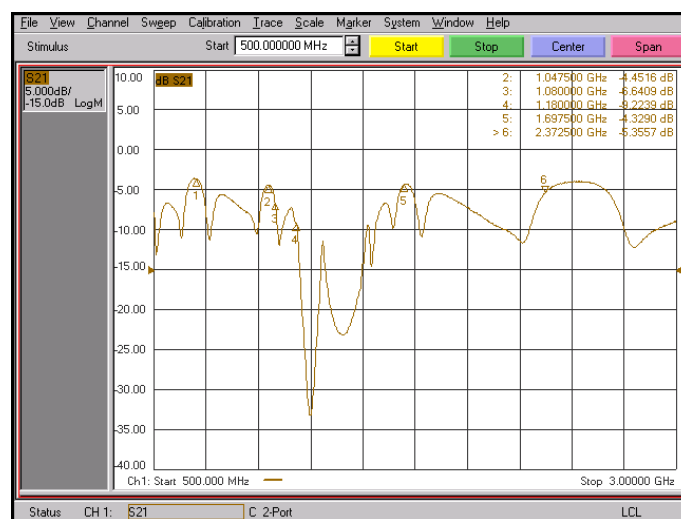


Fig. 4.72. Volcado de pantalla del analizador de redes tras una de las medidas.

Empleando de nuevo el *AWR 2009*, se importan los ficheros de parámetros *S* para poder representar los resultados gráficamente y compararlos con las simulaciones previas a la construcción del circuito.

INTERPRETACIÓN DE LAS MEDIDAS

Uso como híbrido a 180°

Una vez se tienen todas las medidas en *AWR 2009* se han comparado los resultados de las medidas con las simulaciones realizadas. Para empezar se estudiarán los resultados del circuito actuando como híbrido a 180° (ver Fig. 4.73), modo en el cual las señales en las puertas de salida presentan una diferencia de fase de 180°. Una situación que se plantea es que, mientras que el circuito teórico es perfectamente simétrico, el circuito real no tiene por qué serlo, por lo que se pueden comparar dos situaciones diferentes en función del lado por el que se ataque el circuito, y eso es exactamente lo que se ha hecho.

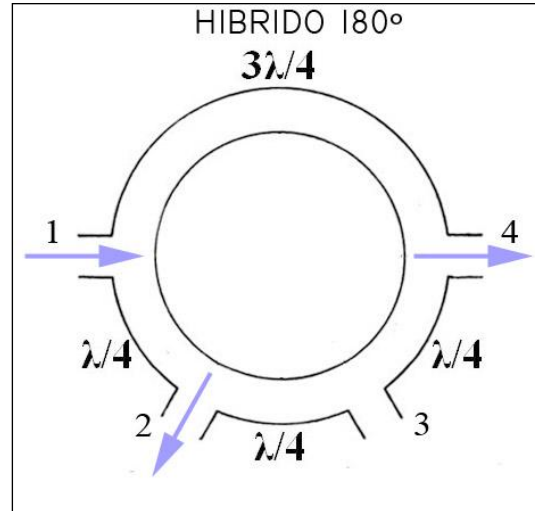


Fig. 4.73. Uso de un circuito *Rat Race* como híbrido a 180°.

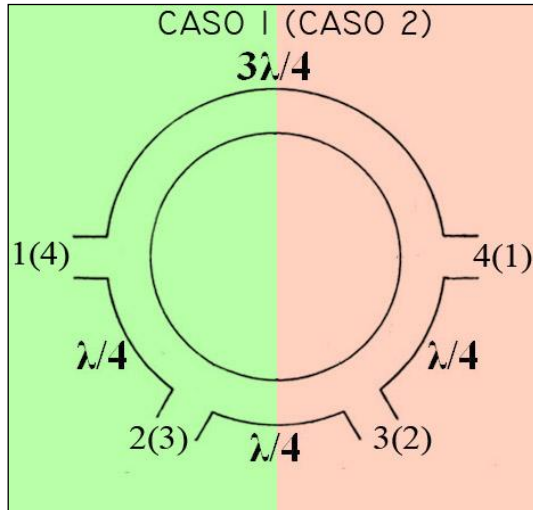


Fig. 4.74. Simetría del *Rat Race* y asignación de puertos para cada sentido de medida.

En el caso 1 (C), se inyecta señal por la puerta 1, que ha de salir en contrafase y con la misma potencia por las puertas 2 y 4, quedando la puerta 3 aislada. En el caso 2 (D), se voltearía el circuito horizontalmente con un eje de simetría entre las puertas 2 y 3, por lo que se intercambiarían las puertas 1-4 y 2-3. Desde otro punto de vista, la situación es como si se inyectase señal por la puerta 4, que ha de salir en contrafase y con la misma potencia por las puertas 3 y 1, quedando la puerta 2 aislada. Ambas situaciones se pueden observar en la Fig. 4.74.

Observando la Fig. 4.75 y la Fig. 4.76, los resultados parecen bastante aceptables, teniendo en cuenta la gran cantidad de elementos concentrados reales empleados en la fabricación del circuito, cada uno de ellos con sus parásitos tanto intrínsecos (ESR, ESL, variación del tamaño con respecto al ideal) como extrínsecos (efecto de la soldadura, diferencia de posición con respecto al ideal).

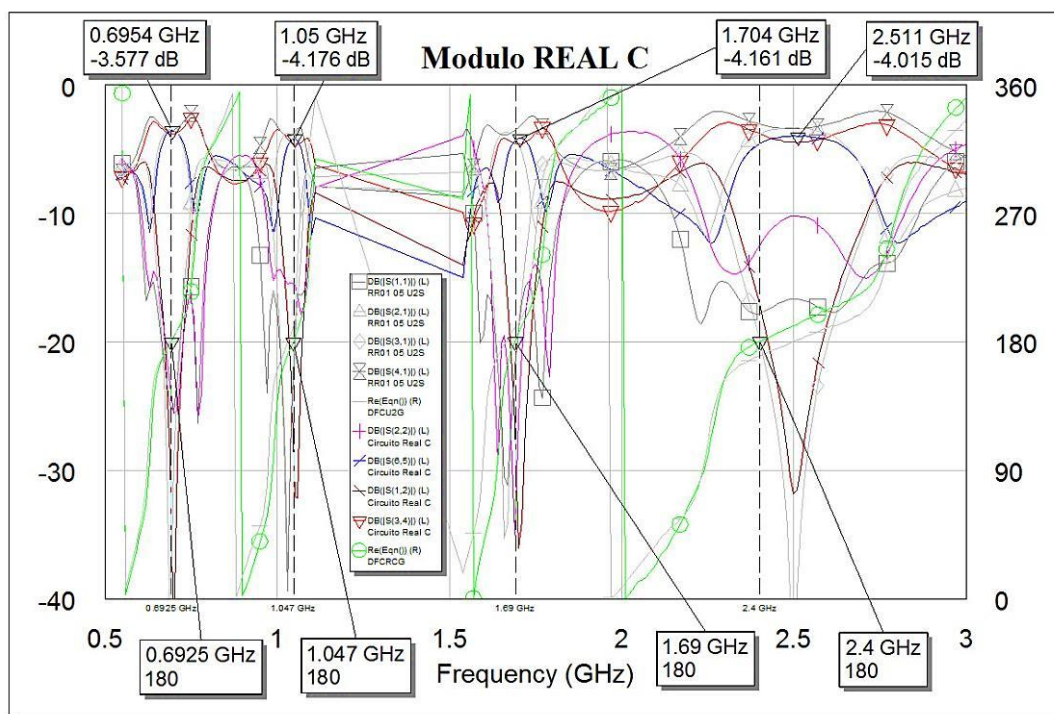


Fig. 4.75. Comparación de la medida en módulo y fase del circuito con su simulación previa. El sentido de medida es el del caso 1 y el *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 180° .

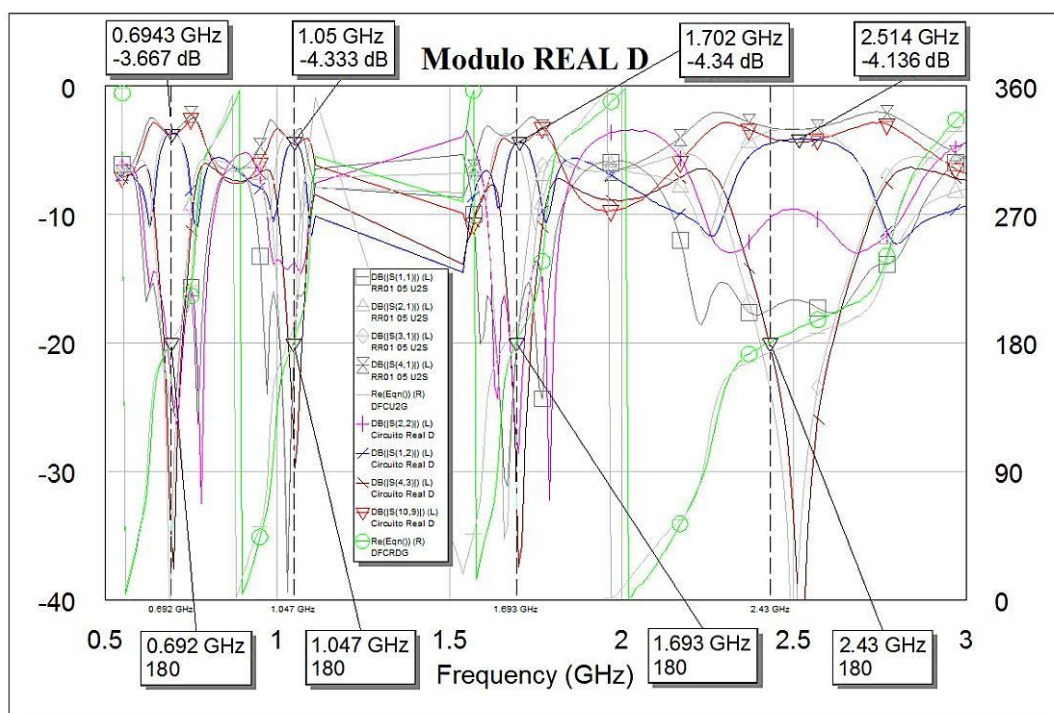


Fig. 4.76. Comparación de la medida en módulo y fase del circuito con su simulación previa. El sentido de medida es el del caso 2 y el *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 180° .

A continuación se va a realizar un análisis más detallado para cada una de las cuatro bandas de paso. Por una parte se han tomado los datos a la frecuencia en la que el desfase entre puertas es de 180° (contrafase), y por otro los datos a la frecuencia central estimada de la banda. El centro estimado de la banda aparecerá en las gráficas con una línea discontinua vertical.

Análisis de las medidas en la 1ª banda:

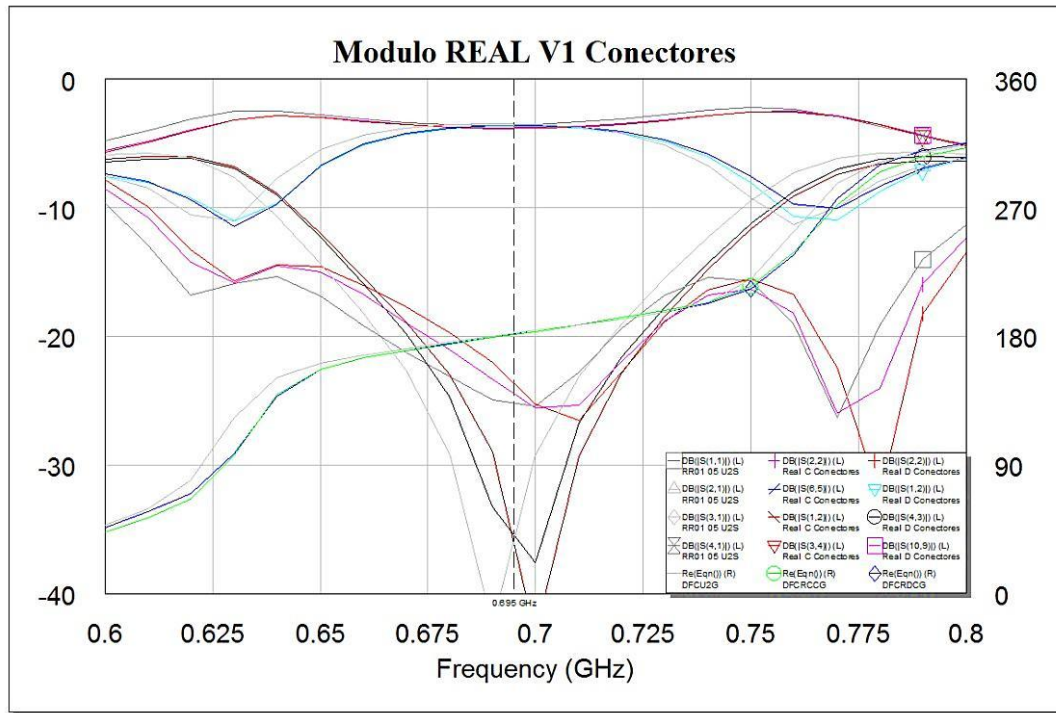


Fig. 4.77. Detalle en la primera banda de la comparación de las medidas en módulo y fase del circuito para ambos sentidos de medida con su simulación previa. El *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 180°.

1ª Banda		f_c [GHz]	Φ [°]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{31} $ [dB]	$ S_{41} $ [dB]
$\Phi = \pi$	Teórica	0.69	180	-24.95	-3.429	<-40	-3.578
	Real 1	0.6925		-23.9	-3.581	-32.51	-3.845
	Real 2	0.692		-22.65	-3.665	-34.13	-3.775
BANDA	Teórica	0.6898	179.9	-33.09	-3.43	<-40	-3.577
	Real 1	0.695	181	-24.47	-3.577	-36.13	-3.836
	Real 2		181.5	-23.66	-3.668	-35.44	-3.765

Tabla 4.13. Resultados de las medidas y las simulaciones en la primera banda.

En la primera banda de paso, tal y como se puede apreciar en la Fig. 4.77 y en la Tabla 4.13, la separación entre el centro de la banda y el cruce por 180° es de tan solo 0.003 GHz en el peor de los casos, o desde otro punto de vista, el desfase entre puertas a la frecuencia de trabajo es de 181.5° en el peor de los casos, 1.5° por encima de lo ideal. La coincidencia con la simulación en este caso es muy alta, presentando simplemente un leve desplazamiento hacia frecuencias más altas.

Análisis de las medidas en la 2ª banda:

En la segunda banda de paso, tal y como se puede apreciar en la Fig. 4.78 y en la Tabla 4.14, la separación entre el centro de la banda y el cruce por 180° es de 0.0033 GHz en el peor de los casos, o desde el otro punto de vista, el desfase entre puertas a la frecuencia de paso es de 182° en ambos casos, 2° por encima de lo ideal. La coincidencia con la simulación en este caso es mucho menor, ya que el desplazamiento hacia frecuencias más altas es mucho más acusado que en la primera banda.

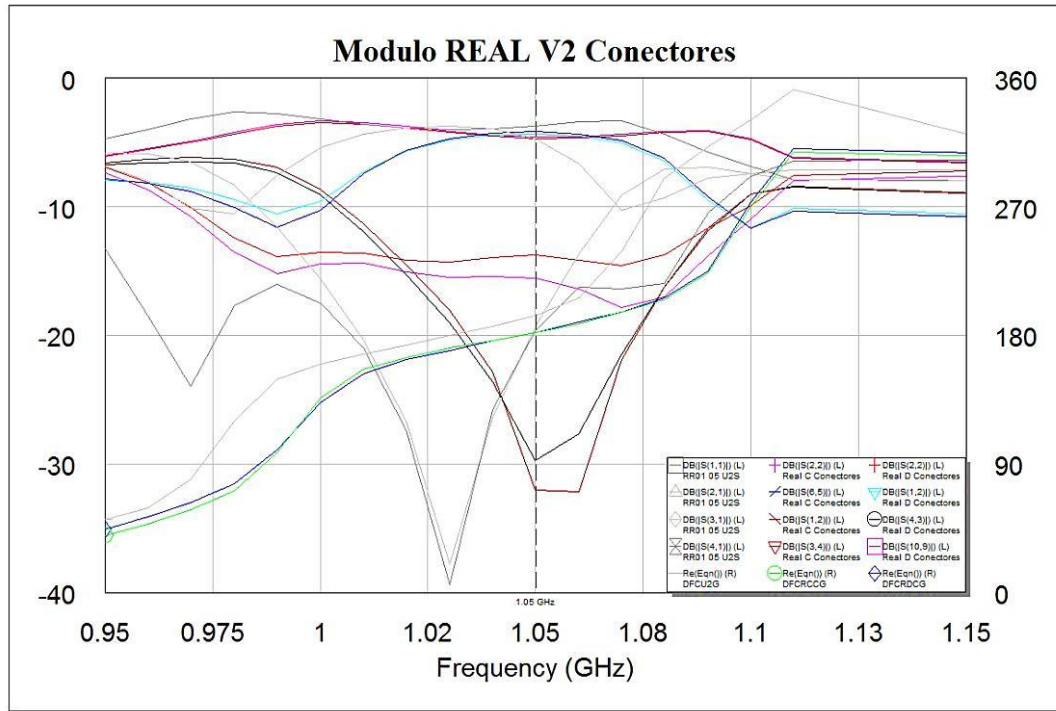


Fig. 4.78. Detalle en la segunda banda de la comparación de las medidas en módulo y fase del circuito para ambos sentidos de medida con su simulación previa. El *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 180°.

2 ^a Banda		f _c [GHz]	Φ [°]	S ₁₁ [dB]	S ₂₁ [dB]	S ₃₁ [dB]	S ₄₁ [dB]
Φ = π	Teórica	1.03	180	-39.34	-3.741	-37.77	-4.018
	Real 1	1.0466		-15.5	-4.203	-28.85	-4.624
	Real 2			-13.84	-4.357	-27.64	-4.544
BANDA	Teórica	1.03	180	-39.34	-3.741	-37.77	-4.018
	Real 1	1.05	182	-15.56	-4.168	-32.01	-4.678
	Real 2			-13.76	-4.333	-29.72	-4.59

Tabla 4.14. Resultados de las medidas y las simulaciones en la segunda banda.

Análisis de las medidas en la 3ª banda:

En la tercera banda de paso, tal y como se puede apreciar en la Fig. 4.79 y en la Tabla 4.15, la separación entre el centro de la banda y el cruce por 180° asciende a 0.0127 GHz en el peor de los casos, o desde el otro punto de vista, el desfase entre puertas a la frecuencia de paso es de 187.3° en el peor de los casos, 7.3° por encima de lo ideal. Este caso ya empieza a ser preocupante, ya que la frecuencia de utilización empieza a estar demasiado separada del centro de la banda. La coincidencia con la simulación en este caso vuelve a ser baja, ya que el desplazamiento hacia frecuencias más altas es más acusado incluso que en la segunda banda.

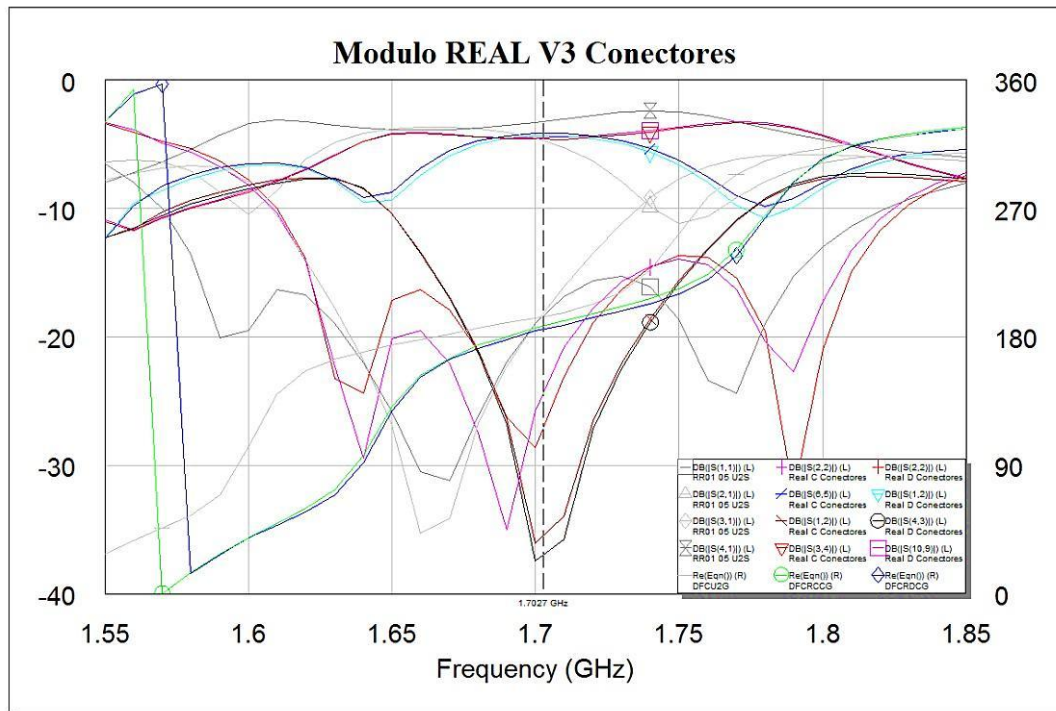


Fig. 4.79. Detalle en la tercera banda de la comparación de las medidas en módulo y fase del circuito para ambos sentidos de medida con su simulación previa. El *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 180°.

3ª Banda		f_c [GHz]	Φ [°]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{31} $ [dB]	$ S_{41} $ [dB]
$\Phi = \pi$	Teórica	1.665	180	-30.86	-3.667	-34.72	-3.878
	Real 1	1.69		-35.04	-4.332	-26.42	-4.57
	Real 2	1.6934		-27.06	-4.461	-30.39	-4.576
BANDA	Teórica	1.6633	179.3	-30.74	-3.669	-34.91	-3.887
	Real 1	1.7027	187.3	-24.47	-4.157	-35.5	-4.596
	Real 2		185.1	-27.14	-4.341	-36.99	-4.507

Tabla 4.15. Resultados de las medidas y las simulaciones en la tercera banda.

Análisis de las medidas en la 4ª banda:

En la cuarta banda de paso, tal y como se puede apreciar en la Fig. 4.80 y en la Tabla 4.16, la separación entre el centro de la banda y el cruce por 180° es de 0.112 GHz en el peor de los casos, un valor excesivamente alto, o desde el otro punto de vista, el desfase entre puertas a la frecuencia de paso es de 192.4° en el peor de los casos, 12.4° por encima de lo ideal. Esta desviación es inaceptable, ya que la frecuencia de utilización está demasiado separada del centro de la banda. La coincidencia con la simulación en este caso es bastante alta en módulo, pero algo peor en la fase.

Observando los resultados, se puede apreciar que las frecuencias donde el desfase es 180° no están en el centro de la banda, problema que se acentúa mucho con el aumento de la frecuencia. Dicho de otra forma, en el centro de la banda de paso, el desfase entre puertas no es igual a 180°. Una posible explicación a este fenómeno es que a la hora de soldar los conectores, estos no hayan quedado perfectamente alineados con el borde del circuito, generando desfases diferentes en cada puerta que pueden modificar la diferencia de fase entre las puertas de salida. Por otra parte, para poder medir el circuito

con el analizador de redes, ha sido necesario emplear transiciones de RPC-2.40 a SMA 3.5mm. Dado que tenemos dos conectores macho y dos hembra, para poder realizar todas las medidas ha sido necesario emplear diferentes combinaciones de transiciones que han introducido diferentes desfases en las medidas. Por último, si se tienen en cuenta las tolerancias anteriormente estudiadas, el error introducido en todos y cada uno de los componentes, tanto en su posición como en su tamaño, podría ser el responsable de la divergencia de los resultados con la simulación.

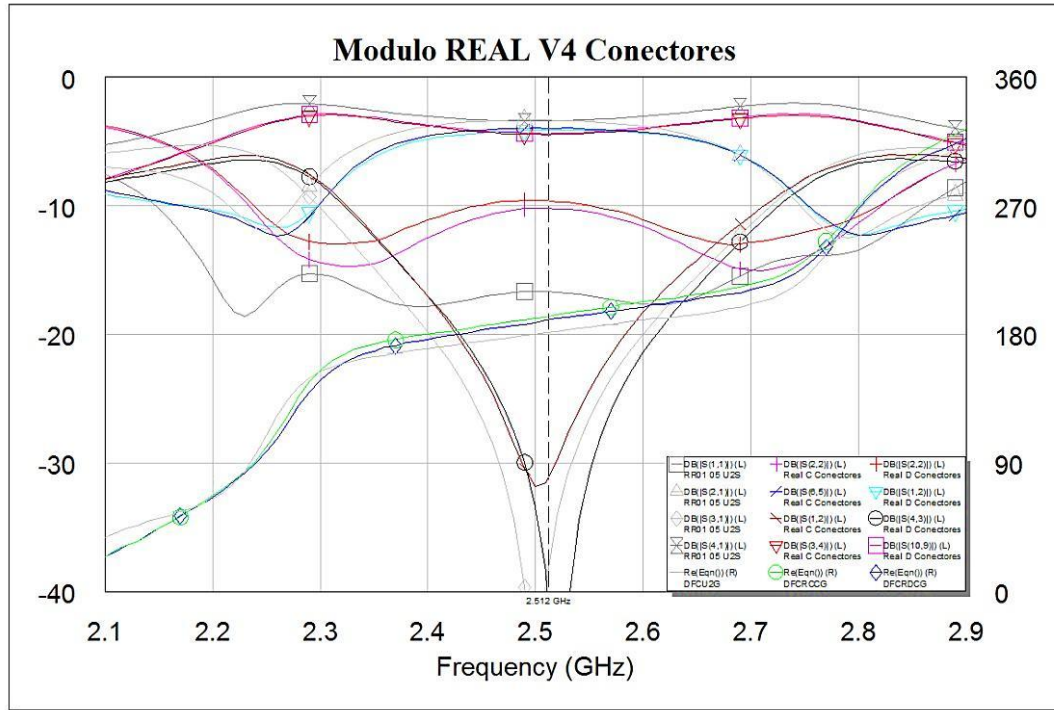


Fig. 4.80. Detalle en la cuarta banda de la comparación de las medidas en módulo y fase del circuito para ambos sentidos de medida con su simulación previa. El *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 180°.

4ª Banda		f_c [GHz]	Φ [°]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{31} $ [dB]	$ S_{41} $ [dB]
$\Phi = \pi$	Teórica	2.5	180	-16.67	-3.343	<-40	-3.42
	Real 1	2.4		-12.51	-4.575	-17	-3.826
	Real 2	2.43		-10.31	-4.526	-20.08	-4.027
BANDA	Teórica	2.4975	179.8	-16.68	-3.343	<-40	-3.42
	Real 1	2.512	192.4	-10.22	-4.013	-31.19	-4.474
	Real 2		190.2	-9.594	-4.137	<-40	-4.409

Tabla 4.16. Resultados de las medidas y las simulaciones en la cuarta banda.

Tratando de compensar este efecto indeseado, en simulación se han añadido unas líneas de transmisión *μstrip* en los puertos para poder variar la longitud de las líneas de alimentación del circuito. Se han obtenido las longitudes de dichas líneas de forma que la separación (normalizada al ancho de banda) de las frecuencias de desfase 180° con respecto al centro de su banda de paso sea mínima, obteniendo un aumento de longitud en las puertas 2 y 3 de 2.4mm y 2mm respectivamente. A continuación se analizan los resultados obtenidos.

Análisis de las medidas optimizadas en la 1ª banda:

En la primera banda de paso, tal y como se puede apreciar en la Fig. 4.81 y en la Tabla 4.17, ahora la separación entre el centro de la banda y el cruce por 180° sigue siendo de 0.003 GHz en el peor de los casos, o desde otro punto de vista, el desfase entre puertas a la frecuencia de paso es de 178.5° en el peor de los casos, 1.5° por debajo de lo deseable. La situación es similar a la que se tenía antes de ajustar las longitudes de las líneas de alimentación. Las pérdidas por inserción (S_{21} y S_{41}) están entre 3.574 dB (0.145 dB más que la simulación) y 3.836 dB (0.259 dB más que la simulación), por lo que los valores se asemejan mucho a los esperados, con diferencias máximas de 0.26 dB. Las pérdidas por retorno presentan valores bastante buenos, sobre todo en la puerta aislada, donde se mantienen por encima de 35 dB. La coincidencia con la simulación en este caso vuelve a ser muy alta, presentando simplemente un leve desplazamiento hacia frecuencias más altas.

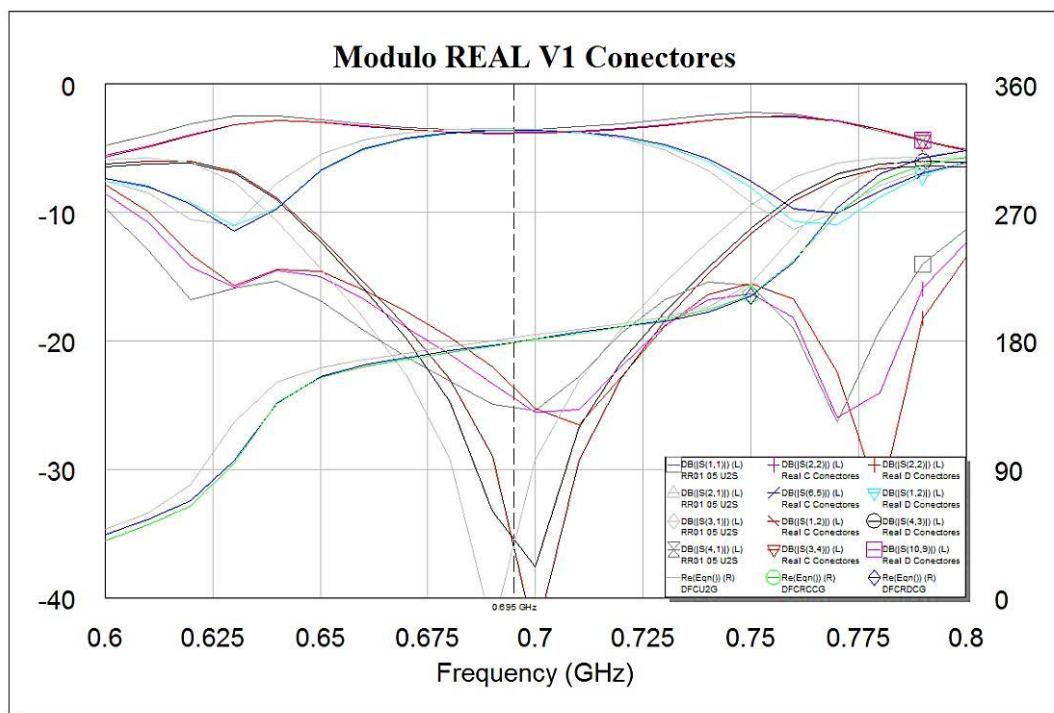


Fig. 4.81. Detalle en la primera banda de la comparación de las medidas en módulo y fase del circuito compensado para ambos sentidos de medida con su simulación previa. El *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 180° .

1ª Banda		f_c [GHz]	Φ [°]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{31} $ [dB]	$ S_{41} $ [dB]
$\Phi = \pi$	Teórica	0.69	180	-24.95	-3.429	<-40	-3.578
	Real 1	0.698		-25.13	-3.574	<-40	-3.825
	Real 2	0.6975		-24.45	-3.671	-36.5	-3.757
BANDA	Teórica	0.6898	179.9	-33.09	-3.43	<-40	-3.577
	Real 1	0.695	178.5	-24.47	-3.577	-36.13	-3.836
	Real 2		179	-23.66	-3.668	-35.44	-3.765

Tabla 4.17. Resultados de las medidas optimizadas y las simulaciones en la 1ª banda.

Análisis de las medidas optimizadas en la 2ª banda:

En la segunda banda de paso, tal y como se puede apreciar en la Fig. 4.82 y en la Tabla 4.18, ahora la separación entre el centro de la banda y el cruce por 180° se mantiene en 0.0033 GHz en el peor de los casos, o desde el otro punto de vista, el desfase entre puertas a la frecuencia de paso es de 178° en el peor de los casos, 2° por debajo de lo deseable. La situación es muy similar a la que se tenía antes de ajustar las longitudes de las líneas de alimentación. Las pérdidas por inserción (S_{21} y S_{41}) esta vez están entre 4.168 dB (0.427 dB más que la simulación) y 4.678 dB (0.66 dB más que la simulación). Los valores son peores, con diferencias que llegan a los 0.66 dB. Las pérdidas por retorno presentan valores bastante buenos en la puerta aislada, donde se mantienen por encima de 29 dB, pero bastante peores por reflexión en la puerta de entrada, con valores entorno a los 14dB en el peor de los casos. La coincidencia con la simulación en este caso sigue siendo mucho menor, ya que el desplazamiento hacia frecuencias más altas es mucho más acusado que en la primera banda.

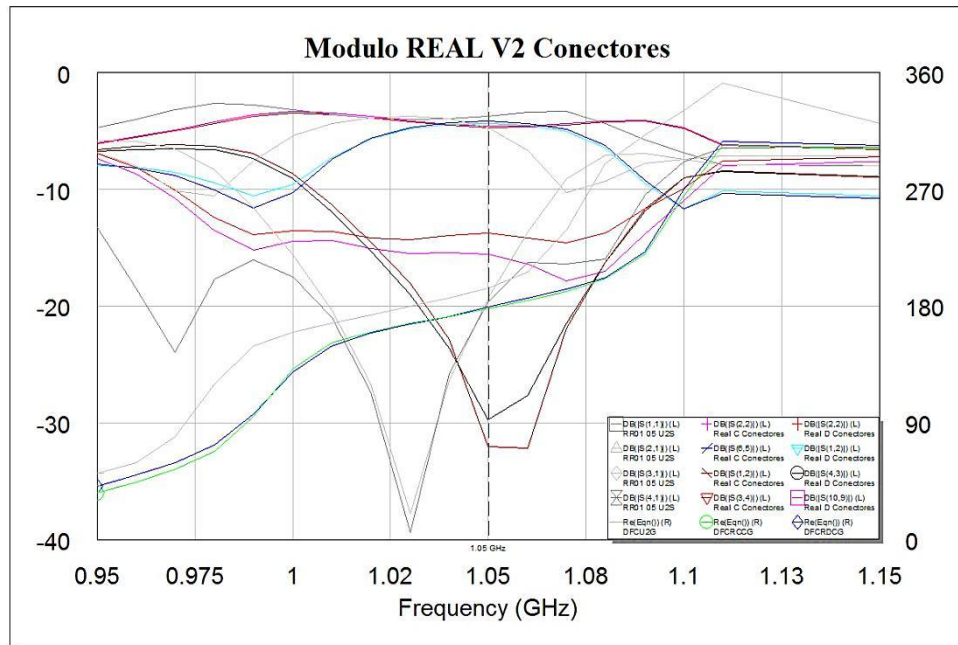


Fig. 4.82. Detalle en la segunda banda de la comparación de las medidas en módulo y fase del circuito compensado para ambos sentidos de medida con su simulación previa. El *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 180°.

2ª Banda		f_c [GHz]	Φ [°]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{31} $ [dB]	$ S_{41} $ [dB]
$\Phi = \pi$	Teórica	1.03	180	-39.34	-3.741	-37.77	-4.018
	Real 1	1.0533		-15.84	-4.233	-32.06	-4.67
	Real 2	1.0514		-13.82	-4.353	-29.45	-4.59
BANDA	Teórica	1.03	180	-39.34	-3.741	-37.77	-4.018
	Real 1	1.05	178	-15.56	-4.168	-32.01	-4.678
	Real 2		179	-13.76	-4.333	-29.72	-4.59

Tabla 4.18. Resultados de las medidas optimizadas y las simulaciones en la 2ª ventana.

Análisis de las medidas optimizadas en la 3ª banda:

En la tercera banda de paso, tal y como se puede apreciar en la Fig. 4.83 y en la Tabla 4.19, ahora la separación entre el centro de la banda y el cruce por 180° ha disminuido a 0.0013 GHz en el peor de los casos, o desde el otro punto de vista, el desfase entre puertas a la frecuencia de paso es de 179.3° en el peor de los casos, 0.7° por debajo de lo deseable. La mejora en esta ventana es muy acusada, pasando de una desviación de 7.3° a tan solo 0.7° , o una separación entre frecuencias un orden de magnitud menor. Las pérdidas por inserción (S_{21} y S_{41}) esta vez están entre 4.157 dB (0.488 dB más que la simulación) y 4.596 dB (0.709 dB más que la simulación). Los valores son similares a los obtenidos en la 2ª banda. Las pérdidas por retorno presentan valores muy buenos tanto en la puerta aislada, donde se mantienen por encima de 35 dB, como por reflexión en la puerta de entrada, con valores entorno a los 25dB en el peor de los casos. La coincidencia con la simulación en este caso vuelve a ser baja, ya que el desplazamiento hacia frecuencias más altas sigue siendo más acusado incluso que en la 2ª banda.

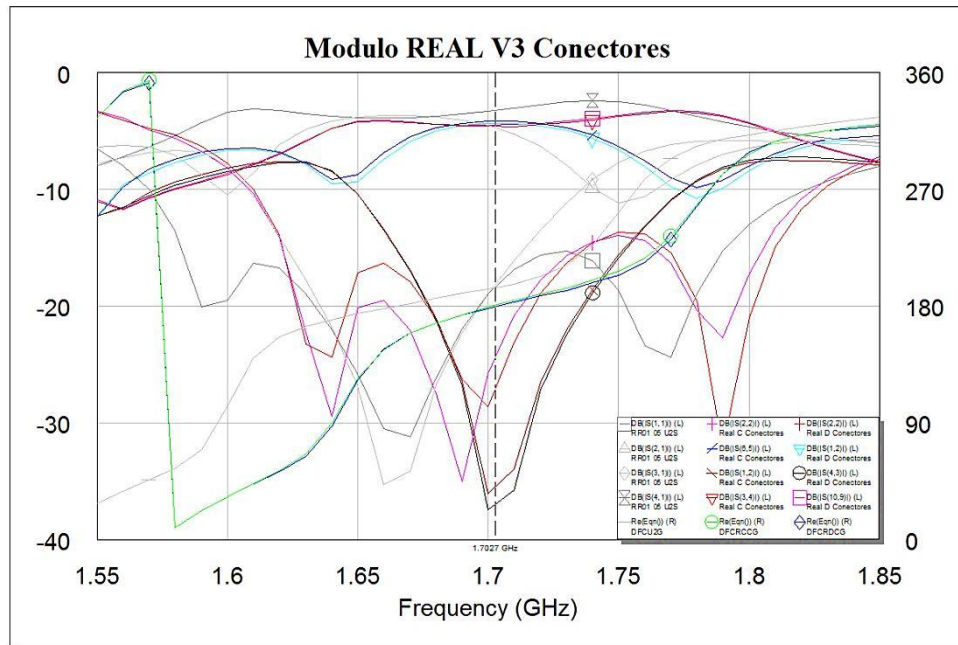


Fig. 4.83. Detalle en la tercera banda de la comparación de las medidas en módulo y fase del circuito compensado para ambos sentidos de medida con su simulación previa. El *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 180° .

3ª Banda		f_c [GHz]	Φ [°]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{31} $ [dB]	$ S_{41} $ [dB]
$\Phi = \pi$	Teórica	1.665	180	-30.86	-3.667	-34.72	-3.878
	Real 1	1.702		-24.8	-4.157	-35.64	-4.595
	Real 2	1.704		-26.43	-4.346	-36.8	-4.499
BANDA	Teórica	1.6633	179.3	-30.74	-3.669	-34.91	-3.887
	Real 1	1.7027	180.3	-24.47	-4.157	-35.5	-4.596
	Real 2		179.3	-27.14	-4.341	-36.99	-4.507

Tabla 4.19. Resultados de las medidas optimizadas y las simulaciones en la 3ª banda.

Análisis de las medidas optimizadas en la 4ª banda:

En la cuarta banda de paso, tal y como se puede apreciar en la Fig. 4.84 y en la Tabla 4.20, la separación entre el centro de la banda y el cruce por 180° es de 0.022 GHz en el peor de los casos, un valor mucho más bajo, o desde el otro punto de vista, el desfase entre puertas a la frecuencia de paso es de 183.2° en el peor de los casos, por lo que se ha pasado de 12.4° a tan solo 3.2° por encima de lo deseable. Esta ventana es la que más ha notado los efectos del ajuste. Las pérdidas por inserción (S_{21} y S_{41}) esta vez están entre 4.011 dB (0.668 dB más que la simulación) y 4.474 dB (1.054 dB más que la simulación). Los valores de esta ventana son los peores del circuito, con diferencias de 1 dB con la simulación en el peor de los casos. Las pérdidas por retorno presentan valores bastante aceptables en la puerta aislada, donde se mantienen por encima de 30 dB, pero muy malos por reflexión en la puerta de entrada, con valores entorno a los 10dB. Gracias al ajuste realizado, la coincidencia con la simulación en este caso es bastante alta tanto en módulo como en fase.

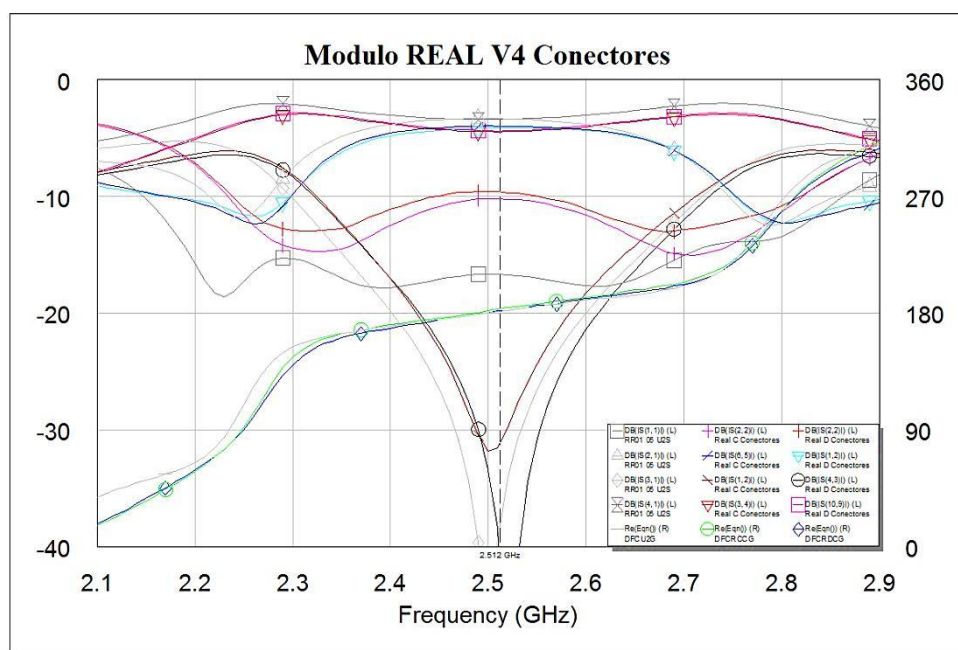


Fig. 4.84. Detalle en la cuarta banda de la comparación de las medidas en módulo y fase del circuito compensado para ambos sentidos de medida con su simulación previa. El *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 180°.

4ª Banda		f_c [GHz]	Φ [°]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{31} $ [dB]	$ S_{41} $ [dB]
$\Phi = \pi$	Teórica	2.5	180	-16.67	-3.343	<-40	-3.42
	Real 1	2.49		-10.22	-4.011	-30.47	-4.448
	Real 2	2.5		-9.57	-4.131	-33.43	-4.391
BANDA	Teórica	2.4975	179.8	-16.68	-3.343	<-40	-3.42
	Real 1	2.512	183.2	-10.22	-4.013	-31.19	-4.474
	Real 2		182	-9.594	-4.137	<-40	-4.409

Tabla 4.20. Resultados de las medidas optimizadas y las simulaciones en la 4ª banda.

Una vez ajustado el circuito, el resultado global para ambos sentidos de medida es el que se muestra en la Fig. 4.85 y en la Fig. 4.86. Las frecuencias de trabajo óptimas para cada banda de paso se han calculado haciendo la media entre los dos sentidos de medida, obteniendo respectivamente 0.69775 GHz, 1.052 GHz, 1.703 GHz y 2.495

Capítulo 4: Acoplador *Rat Race* Tetrabanda E-CRLH

GHz. Los datos de las medidas en ambos sentidos para dichas frecuencias se muestran en la Tabla 4.21, y los de las simulaciones en la Tabla 4.22.

Bandas	f_c [GHz]	Φ [°]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{31} $ [dB]	$ S_{41} $ [dB]
1 ^a	Real 1	0.69775	179.9	-25.08	-3.575	<-40
	Real 2		180.1	-24.53	-3.671	-36.61
2 ^a	Real 1	1.052	179.2	-15.73	-4.208	-32.04
	Real 2		180.4	-13.84	-4.361	-29.33
3 ^a	Real 1	1.703	180.5	-24.31	-4.16	-35.44
	Real 2		179.5	-26.98	-4.344	-36.96
4 ^a	Real 1	2.495	181	-10.22	-3.996	-31.15
	Real 2		179.5	-9.558	-4.143	-31.7

Tabla 4.21. Resultado global en todas las ventanas de las medidas optimizadas.

Bandas	f_c [GHz]	Φ [°]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{31} $ [dB]	$ S_{41} $ [dB]
1 ^a	0.69	180	-24.95	-3.429	<-40	-3.578
2 ^a	1.03		-39.34	-3.741	-37.77	-4.018
3 ^a	1.665		-30.86	-3.667	-34.72	-3.878
4 ^a	2.5		-16.67	-3.343	<-40	-3.42

Tabla 4.22. Resultado global de las simulaciones en todas las ventanas.

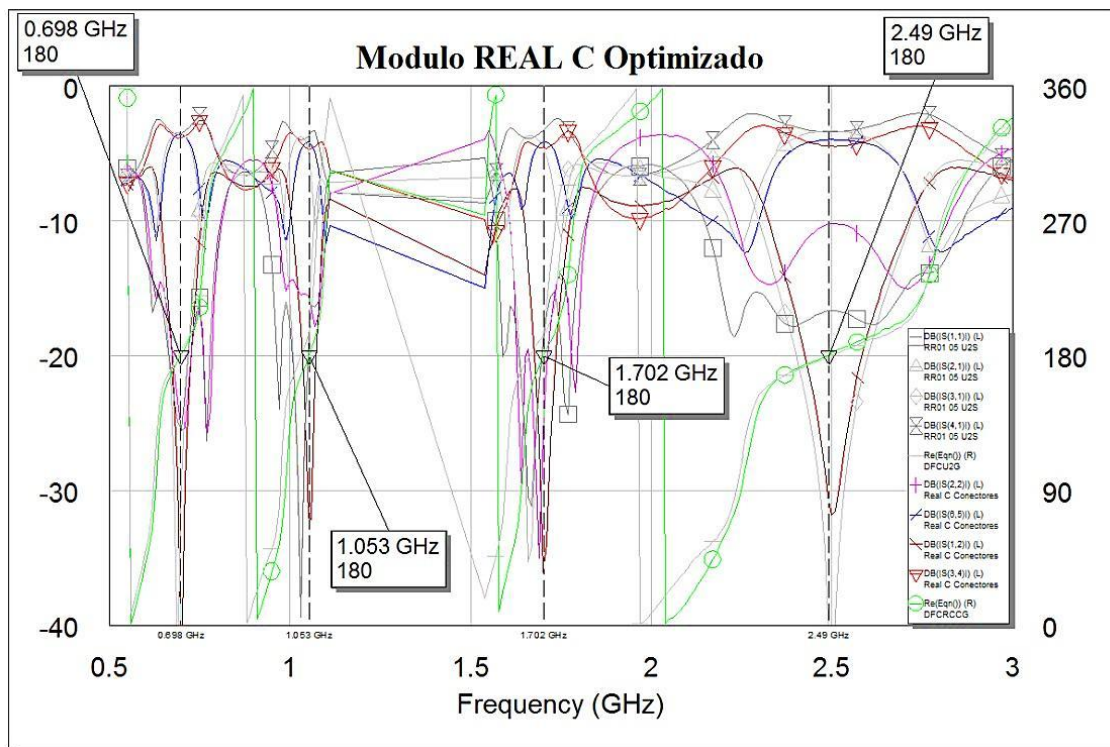


Fig. 4.85. Comparación de la medida en módulo y fase del circuito compensado con su simulación previa. El sentido de medida es el del caso 1 y el *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 180°.

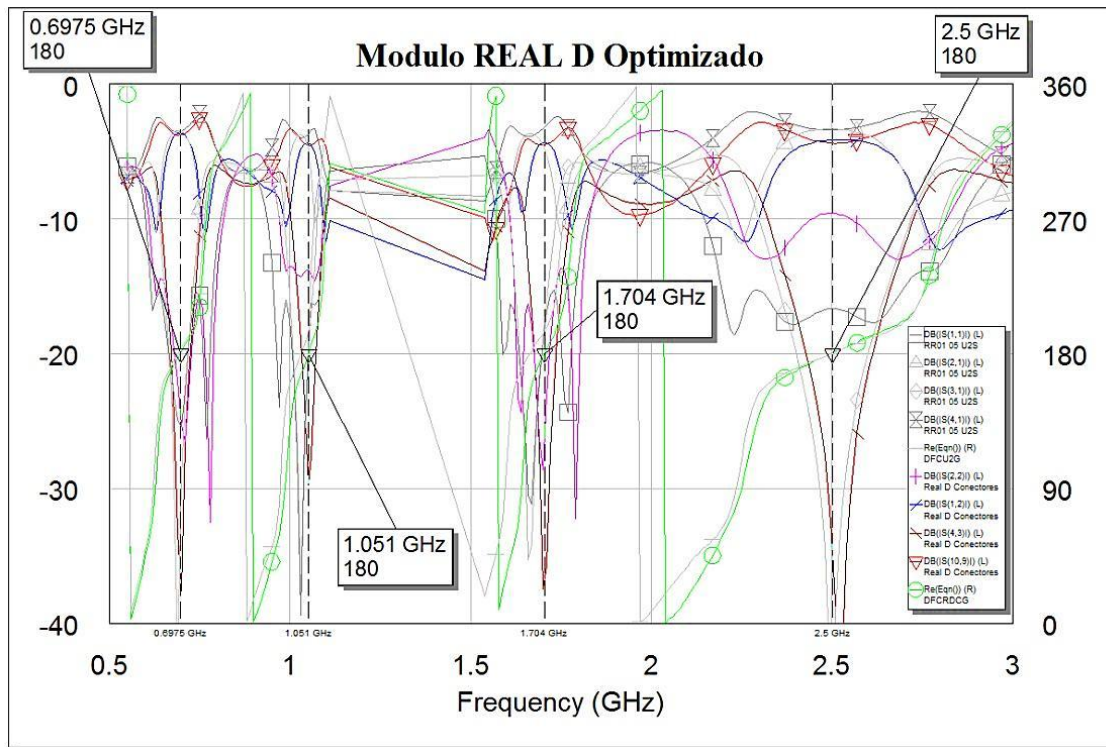


Fig. 4.86. Comparación de la medida en módulo y fase del circuito compensado con su simulación previa. El sentido de medida es el del caso 2 y el *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 180°.

Uso como híbrido a 0°

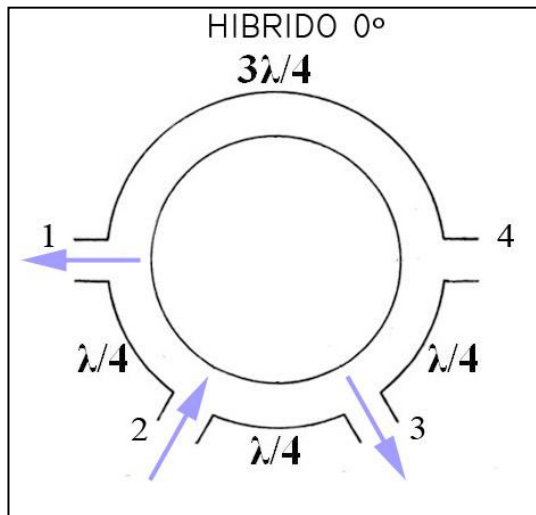


Fig. 4.87. Uso de un circuito *Rat Race* como híbrido a 0°.

Teniendo en cuenta que se han realizado variaciones en la longitud de algunas de las líneas de entrada, se va a comprobar que el circuito sigue funcionando correctamente cuando se utiliza como híbrido a 0° (ver Fig. 4.87), es decir, cuando las señales en las puertas de salida se encuentran en fase.

De nuevo, se va a estudiar el circuito atacándolo por ambos lados. En el caso 1, se inyecta señal por la puerta 2, que ha de salir en fase por las puertas 3 y 1, quedando la puerta 4 aislada. En el caso 2, de nuevo se voltearía el circuito horizontalmente con un eje de simetría entre las puertas 2 y 3, por lo que se intercambiarían las puertas 1-4 y 2-3.

Desde otro punto de vista, la situación es como si se inyectase señal por la puerta 3, que ha de salir en fase por las puertas 2 y 4, quedando la puerta 1 aislada.

En la 1ª banda de paso (ver Fig. 4.88) las frecuencias a las que el desfase es 0° son algo más bajas que en el caso de 180°. A la frecuencia de trabajo establecida, el desfase entre puertas es de 1.233° y 3.321° respectivamente en los casos 1 y 2.

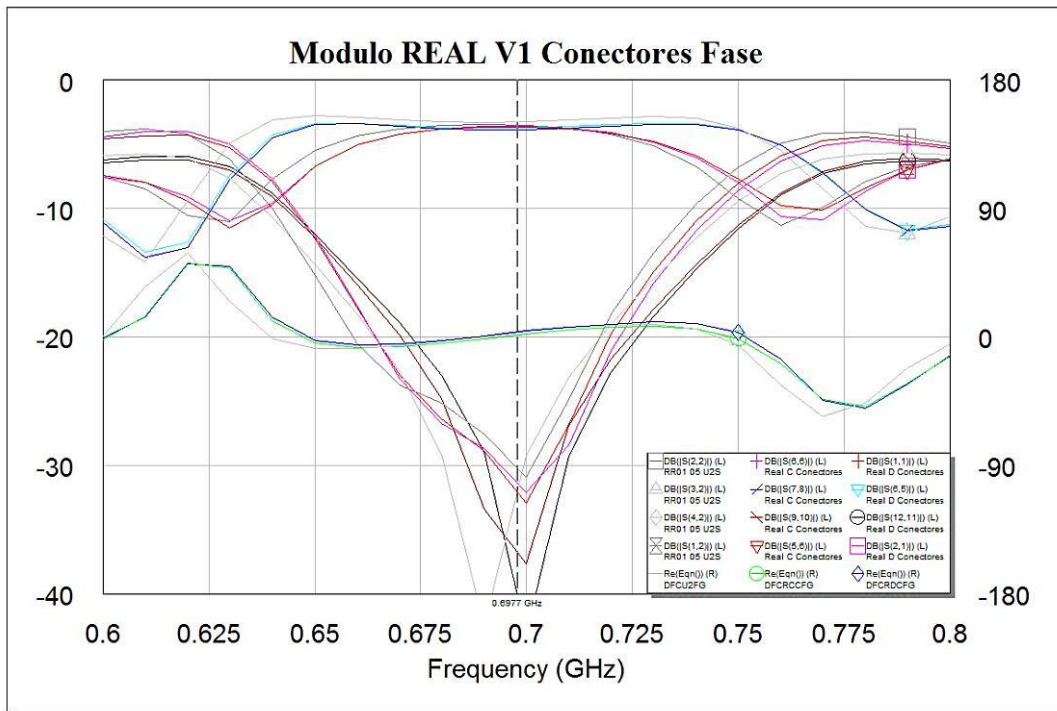


Fig. 4.88. Detalle en la primera banda de la comparación de las medidas en módulo y fase del circuito compensado para ambos sentidos de medida con su simulación previa. El *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 0° .

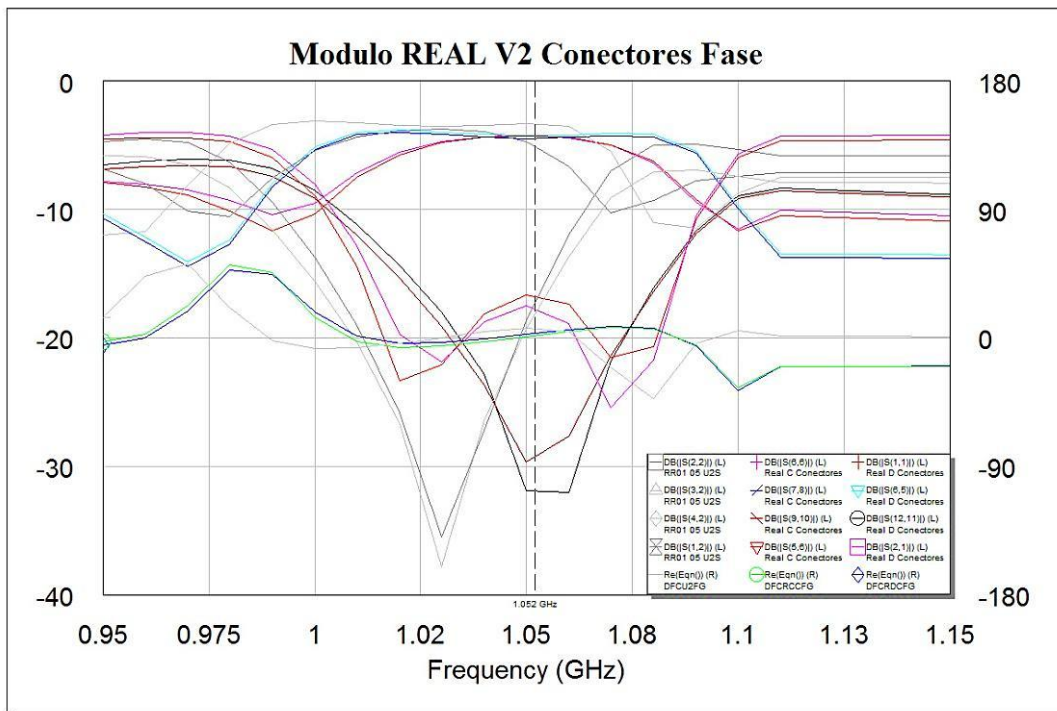


Fig. 4.89. Detalle en la segunda banda de la comparación de las medidas en módulo y fase del circuito compensado para ambos sentidos de medida con su simulación previa. El *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 0° .

En la 2ª banda (ver Fig. 4.89) las frecuencias a las que el desfase es 0° vuelven a ser algo más bajas que en el caso de 180° . A la frecuencia de trabajo establecida, el desfase entre puertas es de 1.545° y 2.96° respectivamente en los casos 1 y 2.

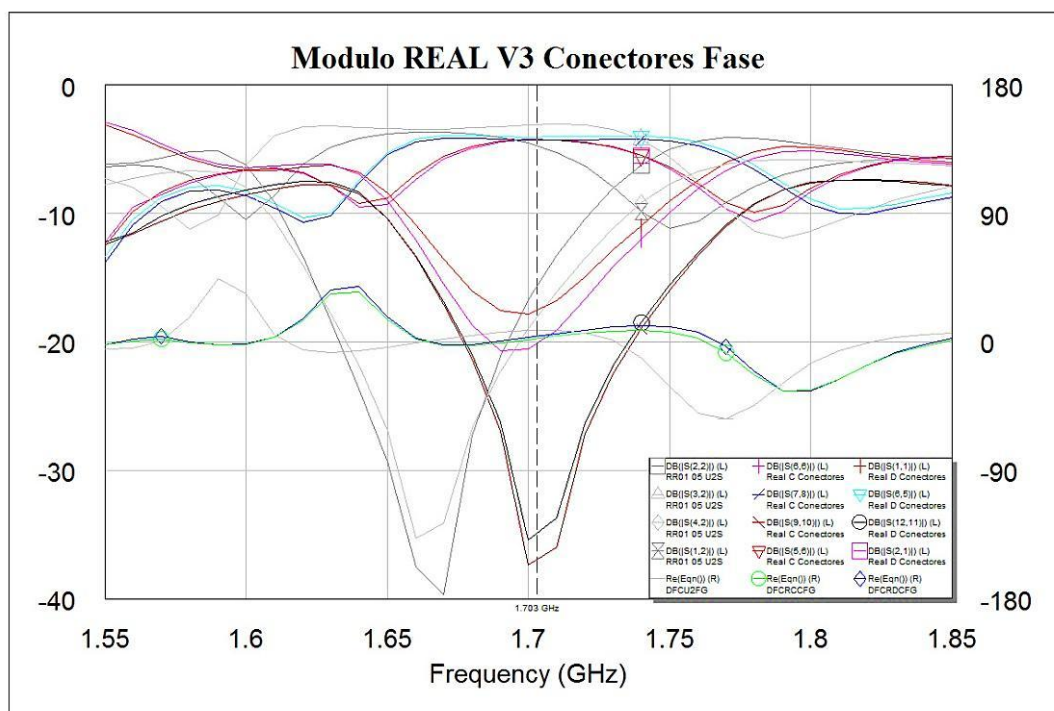


Fig. 4.90. Detalle en la tercera banda de la comparación de las medidas en módulo y fase del circuito compensado para ambos sentidos de medida con su simulación previa. El *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 0° .

En la 3ª banda de paso (ver Fig. 4.90) las frecuencias a las que el desfase es 0° vuelven a ser algo más bajas que en el caso de 180° . A la frecuencia de trabajo establecida, el desfase entre puertas es de 2.218° y 3.702° respectivamente en los casos 1 y 2.

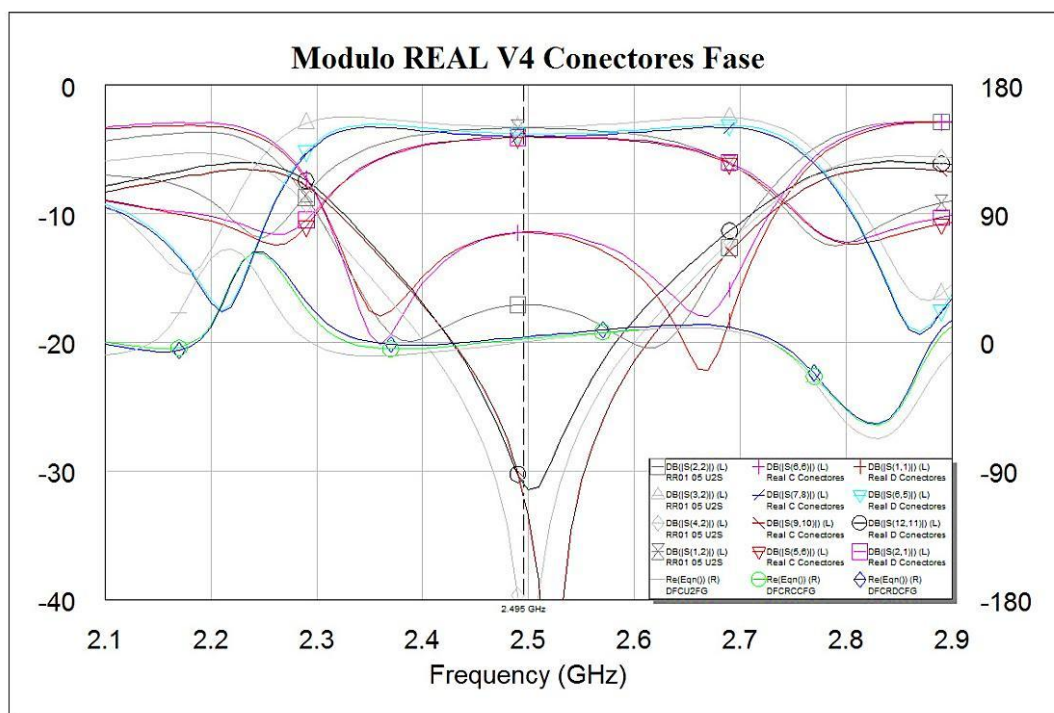


Fig. 4.91. Detalle en la cuarta banda de la comparación de las medidas en módulo y fase del circuito compensado para ambos sentidos de medida con su simulación previa. El *Rat Race* se está utilizando como híbrido a 0° .

En la 4ª banda de paso (ver Fig. 4.91) las frecuencias a las que el desfase es 0° de nuevo vuelven a ser algo más bajas que en el caso de 180° . A la frecuencia de trabajo establecida, el desfase entre puertas es de 2.133° y 3.538° respectivamente en los casos 1 y 2.

Si el interés está en emplear el circuito como híbrido de 0° , se podría realizar de nuevo el ajuste realizado previamente con el modo de 180° entre puertas, variando la longitud de las líneas de alimentación del circuito buscando la optimización de este modo en concreto.

En función del uso que se le fuese a dar, se podrían emplear unas longitudes u otras. Si el objetivo fuese que funcione igual para todos los modos, se tendría que realizar una optimización teniendo en cuenta todos los modos de funcionamiento de forma simultánea, lo que desembocaría en una solución de compromiso.

En cualquiera de los casos, los resultados parecen aceptables para un híbrido construido con cincuenta y cuatro condensadores concentrados.

CONCLUSIONES

- Las frecuencias de trabajo óptimas han aumentado en todas las bandas menos en la 4ª, notándose el efecto sobre todo en las bandas centrales. A pesar de la variación, las bandas no se han desplazado en exceso con respecto al original.
- Las pérdidas de inserción han aumentado como era de esperar al introducir componentes reales al circuito, no solo por las pérdidas introducidas, sino porque la tolerancia de los componentes genera variaciones en la impedancia de las líneas, provocando desadaptación. En el parámetro S_{21} las pérdidas con respecto al ideal ascienden a 0.634 dB en la 1ª banda, a 1.285 dB en la 2ª, a 1.306 dB en la 3ª y a 1.105 dB en la 4ª. En el parámetro S_{41} las pérdidas con respecto al ideal ascienden a 0.789 dB en la 1ª banda, a 1.664 dB en la 2ª, a 1.559 dB en la 3ª y a 1.393 dB en la 4ª.
- Las bandas más afectadas son las centrales (2ª y 3ª), llegando a pérdidas de 1.3 dB en un sentido y 1.7 dB en el otro. Son pérdidas bastante importantes, pero aceptables dada la cantidad de elementos concentrados empleados en la fabricación del circuito.
- Las pérdidas por retorno en la puerta de entrada (reflexión) del circuito en general son aceptables, sobre todo en las bandas 1ª y 3ª (con S_{11} en torno a -24 dB en ambas), algo peor en la 2ª banda (en torno a -14 dB) y bastante mala en la 4ª y última (levemente por encima de -10 dB en uno de los sentidos).
- Las pérdidas por retorno en la puerta aislada son correctas en las cuatro bandas de paso, con prácticamente todos los valores por debajo de -30 dB.
- El balance de amplitud es bastante bueno, con diferencias máximas de 0.251 dB en la 1ª banda, de 0.465 dB en la 2ª, de 0.437 dB en la 3ª y de 0.435 dB en la 4ª y última. La diferencia se nota sobre todo en uno de los sentidos, mientras que en el otro es prácticamente la mitad, demostrando la asimetría del circuito tras el proceso completo de fabricación.
- El balance de fase es bastante aceptable, con diferencias máximas de un grado (1°) con respecto al ideal en la 4ª banda de paso (desfase de 181° entre las puertas de salida).

CAPÍTULO 5:

CONCLUSIONES

En el presente estudio se ha analizado el uso de estructuras metamateriales en circuitos pasivos de microondas. Para ello se han estudiado dos líneas diferentes de diseño de metamateriales, una con tecnología CRLH empleando solamente elementos impresos, y otra con tecnología E-CRLH empleando una mezcla de elementos impresos y concentrados, tanto de manera teórica como de manera práctica, aportando en ambos casos simulaciones y medidas experimentales de implementaciones prácticas realizadas.

LÍNEAS CRLH MEDIANTE ACOPLO DE CSRRs

Primero, se ha presentado un modelo autoconsistente y quasianalítico para las polarizabilidades de las partículas EC-SRR y las BC-SRR. Luego se ha mostrado un análisis comparativo de las partículas EC-SRR y BC-SRR. Se ha encontrado que esta última tiene dos ventajas importantes sobre la EC-SRR: isotropía en el plano de la estructura (para campo magnético incidente perpendicular) y un tamaño eléctrico potencialmente más pequeño. La primera propiedad puede ser útil en el diseño de LHM y NMPM isótropos para la experimentación de índices refractivos negativos y fenómenos relacionados. La segunda propiedad es útil para el diseño de metamateriales discretos con celdas unidad eléctricamente pequeñas. Se ha estudiado también la física de las SRRs y CSRRs aisladas y se han extraído sus modelos de circuito equivalente. El acoplo entre líneas de transmisión planares y los SRRs/CSRRs se ha modelado como inductancia mutua y capacitancia en paralelo, respectivamente. Además, se han propuesto nuevas topologías inspiradas en las partículas elementales, y se han discutido ciertas características.

Para validar la teoría expuesta se han diseñado y construido siete circuitos CRLH mediante el uso exclusivo de tecnología μ strip. Se ha verificado que hay bastante similitud entre las simulaciones realizadas con CST y las medidas experimentales, demostrando que el software es adecuado para la simulación de este tipo de estructuras resonantes. En virtud de los resultados obtenidos, parece claro que no es adecuado utilizar líneas anfitrionas excesivamente largas ni emplear condensadores interdigitales con ‘dedos’ muy largos o ranuras excesivamente anchas, ya que los circuitos que presentaban dichas circunstancias no han funcionado demasiado bien. En general el diseño de líneas CRLH de esta manera tiene la ventaja de no tener que soldar componentes, pero las pérdidas son bastante altas y proporcionales al número de resonadores empleados.

En realizaciones futuras siguiendo esta línea sería conveniente emplear algún otro tipo de tecnología para los condensadores, ya que mediante condensadores interdigitales no se pueden alcanzar ciertos valores de capacidad que permitirían el diseño de circuitos con frecuencias de trabajo más bajas. Por otra parte sería conveniente emplear sustratos de mayor calidad, que permitan optimizar el acoplo de los resonadores a la línea anfitriona, y que presentasen pérdidas más bajas. Por último, sería conveniente fabricar los circuitos mediante microfresado ya que estos circuitos son muy sensibles a la variación de sus dimensiones.

ACOPLADOR *RAT RACE* TETRABANDA E-CRLH

Primero se ha desarrollado la teoría básica sobre CRLH, D-CRLH y E-CRLH. Ésta última permite el diseño de circuitos pasivos de microondas con cuatro frecuencias de trabajo cuasi-arbitrarias. Luego se ha desarrollado un diseño teórico de un *Rat Race* E-CRLH balanceado para cuatro frecuencias en función del valor de tres condensadores. El *Rat Race* ha sido diseñado y construido a 700 MHz/1 GHz/1,7 GHz/2,5 GHz. Se ha propuesto un método robusto de optimización basado en intervalos auto adaptativos que es el que se ha empleado para el diseño del circuito. Se ha diseñado el circuito empleando un híbrido de tecnología μ strip y elementos concentrados, en el que gran parte de los elementos presentes en la celda unidad E-CRLH teórica se han implementado empleando el propio trazado del circuito. También se ha llevado a cabo un profundo estudio de la sensibilidad del circuito a las tolerancias de los parámetros, llegando a la conclusión de que el circuito es altamente sensible a las variaciones de capacidad de los condensadores concentrados empleados, hecho que ha impuesto la utilización de condensadores de baja tolerancia.

Se ha obtenido un parecido bastante bueno entre medidas y simulaciones, sobre todo teniendo en cuenta la gran cantidad de condensadores concentrados empleados. En el peor de los casos se han conseguido parámetros de transmisión de 4.3 dB, de acoplo de 4.6 dB, de reflexión de 10dB y de aislamiento de 30 dB. El balance de amplitud ha resultado bastante aceptable, presentando diferencias máximas inferiores a 0.5 dB. El balance de fase es bastante aceptable, con diferencias máximas de un grado (1°) con respecto al ideal.

En realizaciones futuras siguiendo esta línea, habría que tratar de reducir el número de condensadores concentrados empleados, o incluso tratar de sustituirlos por otros componentes impresos con menor tolerancia en el valor de su capacidad.

CONCLUSIONES GENERALES

Se ha demostrado la posibilidad de generar líneas metamateriales CRLH de doble frecuencia mediante el uso exclusivo de tecnología μ strip. También se ha demostrado la realizabilidad práctica de circuitos con comportamientos de banda cuádruple mediante la aplicación de la teoría sobre E-CRLH expuesta. Por extensión, una posible línea de trabajo futura puede consistir en la explotación de esta característica tetra-banda en la realización de circuitos activos de microondas, del mismo modo que otros autores lo han hecho ya en el pasado con el CRLH.

CAPÍTULO 6: PRESUPUESTO

Capítulo 6: Presupuesto



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
Escuela Politécnica Superior

PRESUPUESTO DE PROYECTO

1.- Autor: Francisco Javier Vázquez Solís

2.- Departamento: TSC

3.- Descripción del Proyecto:

- Título: Aplicación de líneas de transmisión metamateriales E-CRLH a la realización de combinadores tetra-banda.

- Duración (meses) **12, a tiempo parcial**

Tasa de costes Indirectos: **20%**

4.- Presupuesto total del Proyecto (valores en Euros):

28.427 Euros

5.- Desglose presupuestario (costes directos)

PERSONAL

Apellidos y nombre	N.I.F. (no rellenar - solo a título informativo)	Categoría	Dedicación (hombres mes) ^{a)}	Coste hombre mes	Coste (Euro)	Firma de conformidad
Vázquez Solís Francisco Javier		Ingeniero	7,00	2.694,39	18.860,73	
Segovia Vargas Daniel		Ingeniero Senior	0,70	4.289,54	3.002,68	
Técnico Laboratorio		Técnico	0,20	2.694,39	538,88	
Hombres mes			7,9	Total	22.402,29	

^{a)} 1 Hombre mes = 131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1.575 horas)
Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 hombres mes (1.155 horas)

EQUIPOS

Descripción	Coste (Euro)	% Uso dedicado proyecto	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable ^{d)}
Analizador de redes	100.000,00	100	0,07	60	116,67
Ordenador	1.000,00	100	6,50	60	108,33
Programas simulacion	2.000,00	100	5,00	60	166,67
Microfresadora	150.000,00	100	0,20	60	500,00
Total					891,67

^{d)} Fórmula de cálculo de la Amortización:

$$\frac{A}{B} \times C \times D$$

A = nº de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado

B = periodo de depreciación (60 meses)

C = coste del equipo (sin IVA)

D = % del uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100%)

SUBCONTRATACIÓN DE TAREAS

Descripción	Empresa	Coste imputable
Total		0,00

OTROS COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO ^{e)}

Descripción	Empresa	Costes imputable
Componentes electrónicos	Mouser Electronics	95,28
Substratos	Rogers	300,00
Total		395,28

^{e)} Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores, por ejemplo: fungible, viajes y dietas,

6.- Resumen de costes

Presupuesto Costes Totales	Presupuesto Costes Totales
Personal	22.402,29
Amortización	891,67
Subcontratación de tareas	0,00
Costes de funcionamiento	395,28
Costes Indirectos	4.737,85
Total	28.427,08

El presupuesto total de este proyecto asciende a la cantidad de 28.427,08 €.

Leganés, a 1 de Abril de 2011

El ingeniero proyectista

Fdo. Francisco Javier Vázquez Solís

REFERENCIAS

Referencias

- [1] H. A. Bethe, "Theory of diffraction by small holes," *Phys. Rev.*, vol. 66, pp. 163–182, Oct. 1944.
- [2] V.G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," *Sov. Phys.—Usp.*, vol. 10, pp. 509-517, 1968
- [3] I. Bahl and P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*. Toronto, ON, Canada: Wiley, 1988.
- [4] R.E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*. New York: IEEE, 1991.
- [5] M. M. I. Saadoun and N. Engheta, "A reciprocal phase shifter using a novel pseudochiral or medium," *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol. 5, pp. 184–188, Apr. 1992.
- [6] F. Tefiku and E. Yamashita, "Capacitance characterization method for thick-conductor multiple planar ring structures on multiple substrate layers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, pp. 1894–1902, Oct. 1992.
- [7] M. V. Kostin and V. V. Shevshenko, "Artificial magnetics based on double circular elements," in *Proc. Chiral'94 3rd Int. Workshop on Chiral, Bi-Isotropic and Bi-Anisotropic Media*. F. MAriotte and J.-P. Parneix, Eds., Perigueux, France, May 1994, pp. 50-56.
- [8] Y. N. Kazantsev, M. V. Kostin, G. A. Kraftmakher, V. I. Pomonarenko, and V. V. Shevshenko, "Artificial paramagnetic," *J. Commun. Tech. Electron.*, vol. 39, pp. 18-81, 1994.
- [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. New York: Wiley , 1998.
- [10] J. D. Jackson, *Classical Electrodynamics* (Wiley, New York, 1999), 3rd ed.
- [11] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 47, 2075 (1999).
- [12] A. Sihvola, *Electromagnetic Mixing Formulas and Applications*. London, U.K.: IEE, 1999.
- [13] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Steward, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47 no. 11, pp. 2075-2084, Nov. 1999.
- [14] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, pp. 4184-4187, 2000.
- [15] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Microwave transmission through a two-dimensional isotropic left handed metamaterial," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 78, pp. 489-491, 2001.
- [16] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," *Science*, vol, 292, pp. 77-79, 2001.
- [17] T. Weiland, R. Schumann, R. B. Gregor, C. G. Parazzoli, A. M. Vetter, D. R. Smith, D. C. Vier, and S. Schultz, "Ab initio numerical simulations of left-handed metamateriales: Comparison of calculations and experiments," *J. Appl. Phys.*, vol. 90, pp. 5419-5424, Nov. 2001.
- [18] P. Markos and C. M. Soukoulis, "Numerical studies of left-handed materials and arrays of split ring resonators," *Phys. Rev. B*. vol. 65, pp. 036 622(1) – 036 622(8), 2002.

Referencias

- [19] R. Marqués, F. Medina, and R. Rafia-El-Idrissi, "Role of bianisotropy in negative permeability and left handed metamaterials," *Phys. Rev. B, Condens. Matter*, vol. 65, pp. 144 441(1) – 144 441(6), 2002.
- [20] R. Marqués, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, "A new 2D isotropic left handed metamaterial design: Theory and experiment," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 35, pp. 405-408, 2002.
- [21] R. Marqués, J. Martel, F. Mesa, y F. Medina, "Left handed media simulation and transmisión of EM waves in sub-wave-length SRR-loaded metallic waveguides," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 89, pp. 183 901(1) – 183 901(4), 2002.
- [22] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "Experimental verification of backward wave radiation from a negative refractive index metamaterial," *J. Appl. Phys.*, vol. 92, pp. 5930-5935, 2002.
- [23] I. H. Lin, C. Caloz, and T. Itoh, "Transmission characteristics of left handed non uniform transmission lines," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol. 3, 19-22, 2002, pp. 1501-1504.
- [24] C. Caloz, H. Okabe, H. Iwuaí, and T. Itoh, "Transmission line approach of left-handed metamateriales," in *Proc. USNC/URSI Nat. Radio Sci. Meeting*, San Antonio, TX, 2002, p. 39.
- [25] A. A. Oliner, "A periodic-structure negative-refractive index medium without resonant elements," in *Proc. USNC/URSI Nat. Radio Sci. Meeting*, San Antonio, TX, 2002, p. 41.
- [26] P. Gay-Balmaz and O. J. F. Martin, "Electromagnetic resonances in individual and coupled split-ring resonators," *J. Appl. Phys.*, vol. 92, pp. 2929–2936, Sept. 2002.
- [27] G. V. Eleftheriades, A. K. Iyer, and P. C. Kremer, "Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2702-2712, Dec. 2002.
- [28] G. V. Eleftheriades, O. Siddiqui, and A. Iyer, "Transmission line models for negative refractive index media and associated implementations without excess resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, no. 2, pp. 53-55, Feb. 2003.
- [29] C. G. Parazzoli, R. B. Gregor, K. Li, B. E. C. Koltenbah, and M. Tanielan, "Experimental verification and simulation of negative index of refraction using Snell's law," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 90, pp. 137 401(1) – 137 401(4), 2003.
- [30] A. A. Houck, J. B. Brock, and I. L. Chuang, "Experimental observations of a left handed material that obeys Snell's law," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 90, pp. 137 401(1) – 137 401(4), 2003.
- [31] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués, and M. Sorolla, "A new split ring resonator based left handed coplanar waveguide," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 83, pp. 4652-4654, 2003.
- [32] O. F. Siddiqui, M. Mojahedi, and G. V. Eleftheriade, "Periodically loaded transmission line with effective negative refractive index and negative group velocity," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2619-2625, Oct. 2003.
- [33] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina, "Comparative analisis of edge- and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design--- Theory and experiment," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2572-2581, Oct. 2003.

Referencias

- [34] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, R. Marqués, and M. Sorolla, "Miniaturized coplanar waveguide stopband filters based on multiple tuned split ring resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, no. 12, pp. 511-513, Dec. 2003.
- [35] F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, R. Marqués, T. Lopetegi, and M. Sorolla, "Left handed coplanar waveguide band pass filters based on bi-layer split ring resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 1, pp. 10-12, Jan. 2004.
- [36] R. Marqués, J. D. Baena, F. Martín, J. Bonache, F. J. Falcone, T. Lopetegi, M. Beruete, and M. Sorolla, "Left-handed metamaterial based on dual split ring resonators in microstrip technology," in *Proc. Int. URSI Electromagnetic Theory Symp.*, Pisa, Italy, May 23-27, 2004, pp. 1188-1190.
- [37] F. Falcone, T. Lopetegi, J. D. Baena, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, "Effective negative- ϵ stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 6, pp. 280-282, Jun. 2004.
- [38] F. Falcone, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. D. Baena, J. Bonache, M. Beruete, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, "Babinet principle applied to metasurface and metamaterial design," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 93, pp. 197 401(1) – 197 401(4), 2004.
- [39] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegi, M. Beruete, M. A. G. Laso, J. García-García, F. Medina, and M. Sorolla, "Modified and complementary split ring resonators for metasurface and metamaterial design," in *Proc. 10th Bianisotropics Conf.*, Ghent, Belgium, 2004, pp. 168-171.
- [40] I-Hsiang Lin, M. DeVincentis, C. Caloz, T. Itoh, "Arbitrary dual-band components using composite right/left-handed transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1142-1149, Apr. 2004
- [41] J. García-García, F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, M. Sorolla, and R. Marqués, "Spurious passband suppression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 416-418, Sep. 2004.
- [42] A. Lai, T. Itoh, C. Caloz, "Composite right-left handed transmission line metamaterials," *IEEE Microwave Magazine*, pp. 34-50, Sep. 2004
- [43] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués Sillero, F. Falcone, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. García-García, I. Gil, M. Flores Portillo, and M. Sorolla, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1451-1461, Apr. 2005
- [44] C. Caloz, "Dual composite right-left-handed (D-CRLH) transmission line metamaterial," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 11, pp. 585-587, Nov. 2006.
- [45] A. Rennings, S. Otto, J. Mosig, C. Caloz, I. Wolff, "Extended composite right/left-handed (E-CRLH) metamaterial and its application as quadband quarter-wavelength transmission line," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, 2006.
- [46] C. Caloz, H.V. Nguyen, "Novel broadband conventional- and dual-composite right/left handed (C/D-CRLH) metamaterials: properties, implementation and double-band coupler application," *Appl. Phys. A.*, vol. 87, pp. 309-316, 2007.

Referencias